LES CAHIERS DE L'AGENT TECHNIQUE RADIO ET TV

CAHIER XIII

Les régulateurs ferro-magnétiques

par R.Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E

ÉDITIONS CHIRON, 40 RUE DE SEINE, PARIS-6e

LES CAHIERS DE L'AGENT TECHNIQUE RADIO ET TV

CAHIER XIII

Les régulateurs ferro-magnétiques

par R.Ch. HOUZÉ

Professeur à l'E.C.E

ÉDITIONS CHIRON, 40 RUE DE SEINE, PARIS 6e

A LA MÊME LIBRAIRIE

LES CAHIERS DE L'AGENT TECHNIQUE RADIO ET TV

FASCICULES PARUS :

R.ASCHEN	- Cahier I	Schémas et calculs des radiorécepteurs.
R.ASCHEN	- Cahier II	Schémas et calculs des appareils de mesure.
R.ASCHEN	- Cahier III	Caractéristiques, calcul et mesure des pièces détachées : résistances potentiomètres et condensateurs.
R.ASCHEN	- Cahier IV	Théorie et pratique de l'émission. Schémas et calculs des émetteurs.
R.ASCHEN	- Cahier V	Théorie et pratique de l'émission. Antennes, propagation, guides d'ondes, et mise au point des émetteurs.
R.ASCHEN	- Cahier VI	Théorie et pratique de l'émission. Réglage et manipulation des émetteurs.
J.QUINET	- Cahier VII	Le calcul des imaginaires et ses applications à l'électricité et à la radio.
J.ROUSSEAU	- Cahier VIII	Caractéristiques et emplois des tubes électroniques «Rimlock».
J.ROUSSEAU	- Cahier IX	Caractéristiques et emplois des tubes électroniques «Miniature»
L.CHRETIEN	- Cahier X	L'amplification à moyenne fréquence en TV. Etude, réalisation et mise au point.
L.CHRETIEN et R.ASCHEN	- Cahier XI	Pratique des téléviseurs multicanaux et multistandards.
L.CHRETIEN	- Cahier XII	Télévision : l'amplification vidéo-fréquence. Calcul, réalisation. Régimes continu et transitoire
L.CHRETIEN	- Cahier XIV	Le balayage en télévision.
R.ASCHEN	- Cahier XV	J'ai compris les transistors.
R.ASCHEN	- Cahier XVI	L'art de l'alignement en télévision et en FM.
J.ROUSSEAU	- Cahier XVII	Utilisation rationnelle des circuits électroniques : amplification en tension et en puissance.
J.VILLE	- Cahier XVIII	Le bruit dans les amplificateurs.

Théorie et pratique de la Radioélectricité, par Lucien CHRETIEN
Tome I - Bases de la Radioélectricité. *Un volume broché de 382 pages* 14×22 cm
Tome II - Théorie de la Radioélectricité. *Un volume broché de 640 pages* 14×22 cm
Tome III - Pratique de la Radioélectricité. *Un volume broché de 704 pages* 14×22 cm
Ces trois volumes sont réunis en un volume relié 14×22, *de 1728 pages.*

Technique des amplificateurs BF de qualité, par Philippe RAMAIN
La bible des études en basse fréquence, relié, 730 pages, 370 fig., 23 tableaux et planches

« Toute reproduction, même partielle de cet ouvrage est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon possible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957 sur la protection des droits d'antennes ».

© Copyright Editions CHIRON, Paris 1968

Cet ouvrage est dédié
à la mémoire de Lucien CHRETIEN

AVERTISSEMENT

Ce recueil ne constitue pas un ouvrage théorique de base, mais il dégrossit sur le plan technologique les phénomènes qui régissent le fonctionnement des régulateurs ferro-magnétiques.

Par contre il est exploitable par le praticien étant donné le nombre relativement important de renseignements technologiques. Enfin, les unités employées sont des unités du Système International mais elles sont éventuellement doublées par les unités courantes du système C.G.S.

R. HOUZE

CHAPITRE I

Généralités

En examinant les systèmes stabilisateurs simples, fonctionnant en alternatif, les régulateurs de tension ferromagnétiques semblent aujourd'hui les plus employés. Cela se justifie parfaitement, car, vis-à-vis des systèmes utilisant par exemple les tubes fer-hydrogène, la limitation en puissance n'existe pas: ce n'est qu'une question de volume. De plus, la robustesse s'est avérée inébranlable à toutes épreuves, alors que les dispositifs à lampe supportent assez mal les surcharges.

Les systèmes ferromagnétiques sont, en quelque sorte, «statiques» ; aucun élément fragile n'entre en composition. Bien entendu, aucun dispositif tournant n'est employé ce qui supprime les usures par frottement. Enfin, la stabilisation d'intensité ou de tension reposant entièrement sur des phénomènes magnétiques, ceux-ci sont très souples et permettent tous les conditionnements imaginables.

On distingue un certain nombre d'applications des principes connus dans le magnétisme mais tous utilisent les propriétés d'un bobinage à noyau de fer *saturé*.

Ce moyen de régulation assez simple peut être complété par des systèmes compensateurs annulant les variations résiduelles du montage à inductance saturée. C'est sous cette forme que sont réalisés industriellement les actuels stabilisateurs de tension ferromagnétiques.

Il n'est pas possible d'envisager dans le cadre de cette étude toutes les applications possibles ; nous nous limiterons aux réalisations de base ou industrielles.

CHAPITRE II

Systèmes élémentaires

II - 1 - TRANSFORMATEUR A NOYAU SATURE

Avant d'étudier les réalisations commerciales, voyons progressivement les diverses possibilités de cette technique et commençons par le système le plus simple exposé figure 1.

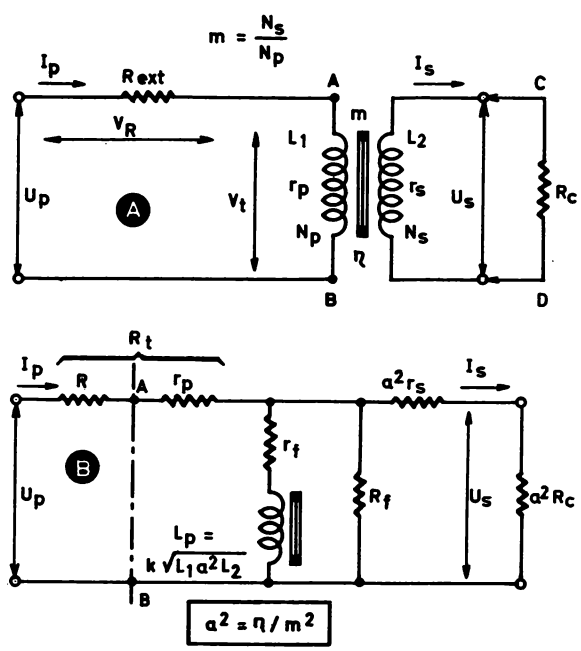


Fig. 1 - Montage pratique d'un transformateur régulateur de tension à fer saturé (a) et schéma équivalent (b) à 50 Hz.

Dans ce montage, la tension totale « U_p » alimentant le régulateur se sépare entre l'enroulement primaire et la résistance R disposée en série. Cette résistance permet la régulation lorsque la saturation des tôles du transformateur est atteinte. En effet, la variation de tension aux bornes de l'inductance « saturée » ne suit pas du tout celle de l'ensemble, cette inductance diminuant notablement lorsque la tension « U_p » augmente (voir figure 2A). Il en résulte que la diminution de la réactance « X_{Lp} » compense dans une certaine mesure l'accroissement d'intensité « I_p » et que « U_p » varie peu.

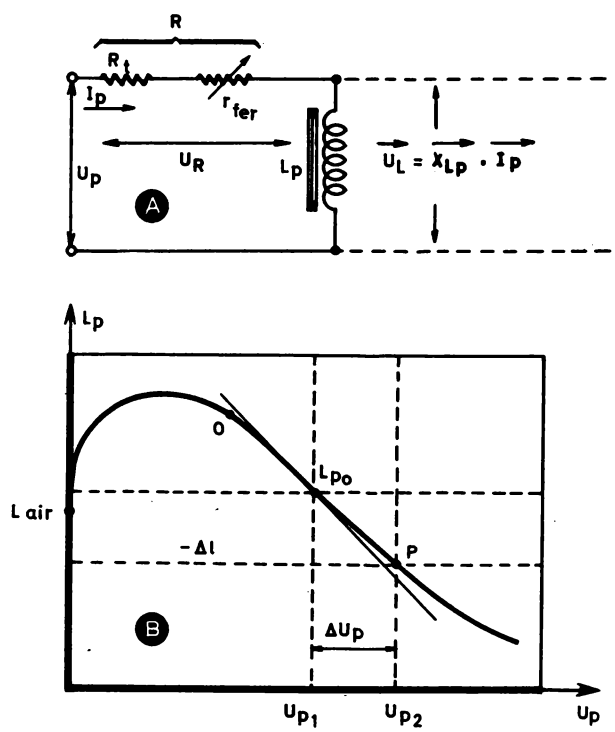


Fig. 2 - (A) Représentation équivalente du transformateur vu du primaire . - R_t = résistance du transformateur ramenée en série au primaire. - r_{fer} = résistance série équivalente aux pertes dans le fer.

(B) Variation de l'inductance équivalente primaire.

Toutefois cette compensation ne peut se produire que si la pente OP de la variation de l'inductance L (fig. 2B) est judicieusement ajustée.

Comme il est difficile de régler commodément cette caractéristique, on préfère agir sur la résistance série R ; ce qui, malheureusement, réagit fortement sur le rendement en puissance.

Il n'existe pas de processus simple de calcul. Dans ce domaine, l'empirisme joue un grand rôle. Toutefois, une approximation peut être faite, comme nous le verrons plus loin, et une théorie assez pratique conduit à une formule tenant compte de la technologie des matériaux utilisés et des variations de tension d'entrée.

II. 2 - ETUDE THEORIQUE

Ainsi, en considérant le circuit équivalent simplifié c'est-à-dire avec une résistance représentant les pertes globales dans le fer ramenée en série avec la résistance primaire, on a l'égalité suivante :

$$U_p = R I_p + J L_{po} \omega I_p$$

Si l'on suppose une augmentation de tension ΔU_p, les accroissements du courant ΔI_p déterminent une variation positive de la résistance totale R (les pertes dans le fer croissent comme le carré de l'induction donc r_{ter} augmente) mais une diminution $-\Delta l$ de l'inductance équivalente au primaire (fig. 2) :

Ainsi,

$$U_p + \Delta U_p =$$
$$(R + \Delta R)\ (I_p + \Delta I_p) +$$
$$+ J\omega\ (L_{po} - \Delta l)\ (I_p + \Delta I_p)$$

En conséquence, il en découle deux raisons essentielles pour que la tension aux bornes du transformateur reste sensiblement constante : Tout d'abord nous notons que

$$U_L = J\omega\ (L_{po} - \Delta l)\ (I_p + \Delta I_p)$$

Mais aussi que :

$$\vec{U}_L = \vec{U}_P - \vec{U}_R$$

Or, U_R croît deux fois plus vite que U_p. D'autre part, malgré l'augmentation possible du courant ΔI_p, U_L ne peut pas monter très vite puisque le précédent ΔI_p engendre automatiquement une baisse de l'inductance L_p.

En somme, le produit

$$(L_{po} - \Delta l)\ (I_p + \Delta I_p)$$

varie peu et, s'il subsiste une augmentation, elle se trouve « absorbée » par l'accroissement de résistance $R + \Delta R$.

Considérant l'expression imaginaire de l'égalité précédente, on démontre qu'elle se simplifie comme suit :

$$U_L = J L_{po}\ \omega\ (I_p + \Delta I_p - \frac{\Delta l}{L_{po}}\ I_p)$$

Et si l'on veut maintenir U_L égal à la valeur précédente, c'est-à-dire : $J L_p I_p \omega$) il faudra satisfaire à l'égalité suivante :

$$\boxed{\frac{\Delta I_p}{I_p} = \frac{\Delta l}{L_{po}}} \qquad (1)$$

La condition précédente réalisée, il restera l'égalité suivante :

$$U_p + \Delta U_p =$$
$$R I_p + \Delta R I_p + R \Delta I_p + J L_{po} \omega I_p$$

Or, si la variation ΔU_p n'était pas faite on aurait

$$U_p = R I_p + j L_p \omega I_p$$

Par conséquent, une élémentaire identification permet de poser :

$$\boxed{\Delta U_p = \Delta R I_p + R \Delta I_p} \qquad (2)$$

Transformons l'expression (2), en divisant les deux membres par I_p :

$$\frac{\Delta U_p}{I_p} = \Delta R + R \frac{\Delta l}{I_p}$$

Or, la fraction $\frac{\Delta l}{I_p}$ trouve son équivalent dans l'égalité (1)

En remplaçant ce rapport par sa valeur donnée en fonction de L_p ; on peut obtenir :

$$\Delta U_p = (\Delta R + R \frac{\Delta l}{L_p})\ I_p$$

Enfin, une transformation simple donne la valeur de la résistance totale à disposer en série avec l'enroulement équivalent de couplage L_p *1 .

$$R_o = \frac{L_{po}}{I_p}\left(\frac{\Delta U_p}{\Delta l} - \frac{\Delta R}{\Delta l} I_p\right) \qquad (3)$$

Dans cette dernière formule, L_{po} doit être choisie en fonction de l'induction de travail et surtout au milieu de la partie linéaire décroissante (fig. 2.). Il en résulte que cette courbe $L_p = f_{(U_p)}$ doit être tracée avant la réalisation du transformateur et rappelons que la valeur L_p est fonction de la perméabilité μ des tôles. Les caractéristiques exactes des tôles doivent donc être parfaitement connues et, en l'occurence, les paramètres B/H, μ/H et $Pertes / B$ *2.

Ces caractéristiques sont données normalement par le fabricant des tôles. Ceci doit permettre notamment un choix commode et de la pente de «saturation», et de la perte nominale dans le fer.

Il est bien évident qu'un tâtonnement est à craindre mais il est nécessaire si l'on veut une stabilisation acceptable.

En possession des caractéristiques précitées, il est assez facile d'évaluer alors L_{po} et Δl .

Les autres composantes de la formule (3) découlent de considérations électriques, en particulier de la puissance demandée à notre réalisation.

Ainsi, I_p est déterminé par calcul en fonction du courant demandé par la charge et compte-tenu du rendement du transformateur et, par suite, des pertes dans le fer.

On se fixe le ΔU. - Δl est relevé sur le graphique de la figure 2. Quant à ΔR, elle correspond à l'accroissement des pertes dans le fer dû à l'augmentation de l'induction consécutive à la variation ΔU. Cette grandeur ne peut être déterminée que si l'on connaît approximativement le poids des tôles et la courbe des pertes dans le fer en fonction de l'induction. Généralement, on admet la relation suivante comme suffisante :

$$\Delta R = -\frac{\Delta P_{fe}}{I_p^2}$$

avec ΔP_{fe}, l'accroissement de pertes dans le fer pour une augmentation d'induction donnée.

Là, il apparaît, comme on le voit aisément, certaines imprécisions inhérentes à des approximations.

Ces hypothèses, parfois rebutantes, conduisent souvent l'usager de cette théorie à des ressources empiriques.

Ainsi, si l'étude de l'inductance saturée autorise une affirmation précise sur le choix de l'induction B_o de travail, la détermination de la résistance série s'effectue souvent par le truchement d'un rhéostat variable !

En conséquence, il convient surtout d'étudier les répercussions de la valeur de cette «Rext» sur la tension de sortie. Une étude physique s'impose donc.

II. 3 - ETUDE PHYSIQUE

Discussion : Trois cas peuvent se présenter :

a) $R > R_o$ - Si R est très grand, Ip devient sensiblement constant, on a affaire alors à une alimentation à *courant constant.* La tension U_L suit les variations de l'inductance de couplage L_p et il s'ensuit une décroissance de la tension de sortie U_s à mesure que U_p croît (courbe 1, figure 3).

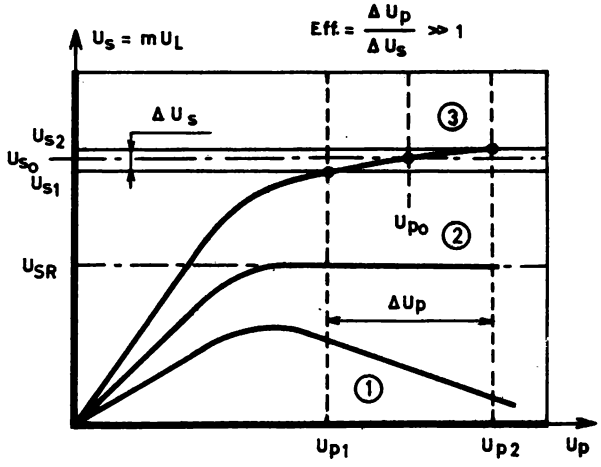


Fig. 3 - Allure des caractéristiques de tension de sortie U_s en fonction des variations de tension primaire U_p .
1) Résistance primaire totale R supérieure à la valeur critique R_o.
2) $R = R_o$ (cas idéal).
3) Résistance primaire totale R inférieure à la valeur critique R_o (cas pratique).

*1 On rappelle que R_o comporte l'ensemble des résistances séries vues du primaire.

*2 Les fournisseurs de tôles ont ces courbes à la disposition des constructeurs.

Cet état de fonctionnement n'est pas intéressant, nécessitant, malgré l'absence de régulation, une tension d'alimentation trop importante.

D'autre part, le rendement en puissance est évidemment très mauvais.

Ce système est appelé fréquemment «montage surcompensé», puisque toute variation de tension du secteur entraîne une variation inverse de tension utile.

b) $R = R_a$ - La régulation est obtenue aussitôt que la zone de saturation est atteinte et pour la région $O P$ de la courbe de l'inductance «saturée» (fig. 2). En dehors de cette région tout dépend de la vitesse de variation des pertes dans le fer. Généralement, la courbe de U_s décroît légèrement pour les tôles ordinaires, mais pour certaines tôles à haute perméabilité la variation de U_s est sensiblement croissante.

Pour une utilisation normale, nous admettons figure 3, courbe 2, une régulation idéalement bonne. Ceci sous-entend bien entendu un ajustement précis de R et une méticuleuse mise au point.

Ici le rendement en puissance paraît moins mauvais puisque la résistance est plus faible. Nous verrons toutefois plus loin qu'il est encore assez faible.

c) $R < R_a$ - C'est le cas le plus fréquent en pratique, la résistance R_0 étant souvent trop grande pour l'alimentation U_p. D'autre part, on s'efforce d'augmenter le rendement déjà assez faible en se contentant d'une régulation moins bonne ; la conséquence est, évidemment la réduction de R. La courbe 3 de la figure 3 donne un exemple de courbe de tension de sortie U_s pour une valeur donnée de R. Pour juger l'efficacité de régulation, on est amené à définir un coefficient égal aux rapports des variations de tension avant et après le régulateur:

$$Eff. = \frac{\Delta U_p}{\Delta U_s} \gg 1$$

Ce coefficient n'est valable que si les grandeurs U_{s0} et U_{p0} sont comparables, autrement il faut considérer les variations relatives ce qui aboutit à la formule ci-dessous :

$$Eff. = \frac{\Delta U_p}{U_{p0}} \cdot \frac{U_{s0}}{\Delta U_s}$$

Il est évident que cette «efficacité» doit être représentée par un chiffre important sans quoi la régulation n'est pas valable. Théoriquement pour la courbe 2 (fig. 3) cette «efficacité» est exprimée par un chiffre voisin de l'infini. Enfin, pour la courbe 1, la régulation est négative, c'est-à-dire que la grandeur représentant l'«efficacité» est affectée du signe «–». Notons, pour terminer ce paragraphe, que ce dernier cas est toutefois assez rare et se rapporte, rappelons-le, à des types de tôles spéciales dont la pente de la décroissance $O P$ (fig. 2B) est assez rapide.

II. 4 - DISTORSION DU SIGNAL ALTERNATIF

Le fait de travailler avec des tôles saturées apporte nécessairement de la distorsion. Implicitement, on peut s'imaginer que le signal issu du secondaire du transformateur soit écrêté. (fig. 4). En réalité, ceci

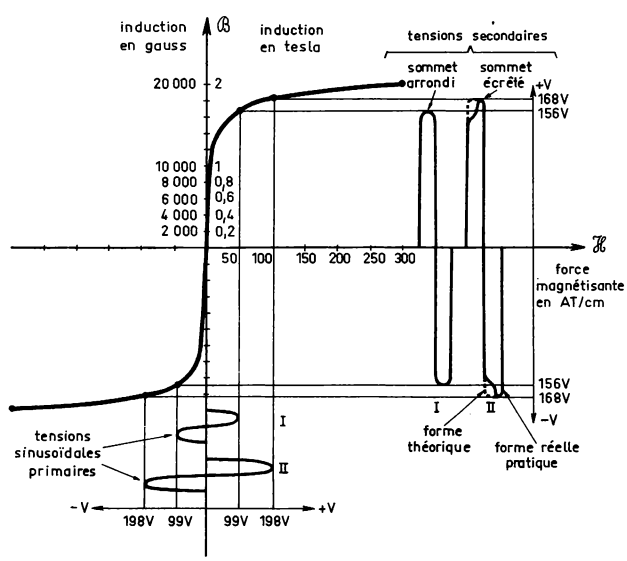


Fig. 4 - Courbe moyenne d'induction des tôles à transformateur dans la zone de saturation et action théorique sur la forme des tensions alternatives appliquées au transformateur, Tôles N° 360 UTE, épaisseur 50/100e, mesurées à 50 Hz.

n'est valable que pour un début de saturation, comme le montre la fig. 4 bis, où toutefois les sinusoïdes construites à partir d'un cycle d'hystérésis quelconque font apparaître une légère exagération des «pointes» caractéristiques P et P'.

En pratique, les «pointes» précédentes se montrent nettement, aussitôt qu'on entre dans la zone de saturation. A mesure qu'on avance dans cette région la dis-

torsion s'aggrave et le signal change tout à fait de forme (fig. 5) On peut remarquer la forme particulière du cas B de la figure 5 que l'on apparente assez bien à une distorsion par harmonique deux (voir la construction graphique classique de la figure 6).

On peut également noter sur la figure 5 les valeurs prohibitives du taux de distorsion défini de la manière suivante : $\delta = \frac{U_{Harmonique}}{\sqrt{U_{fond}^2 + U_{Harmo}^2}} \leqslant \frac{U_{Harmo}}{U_{fond}}$

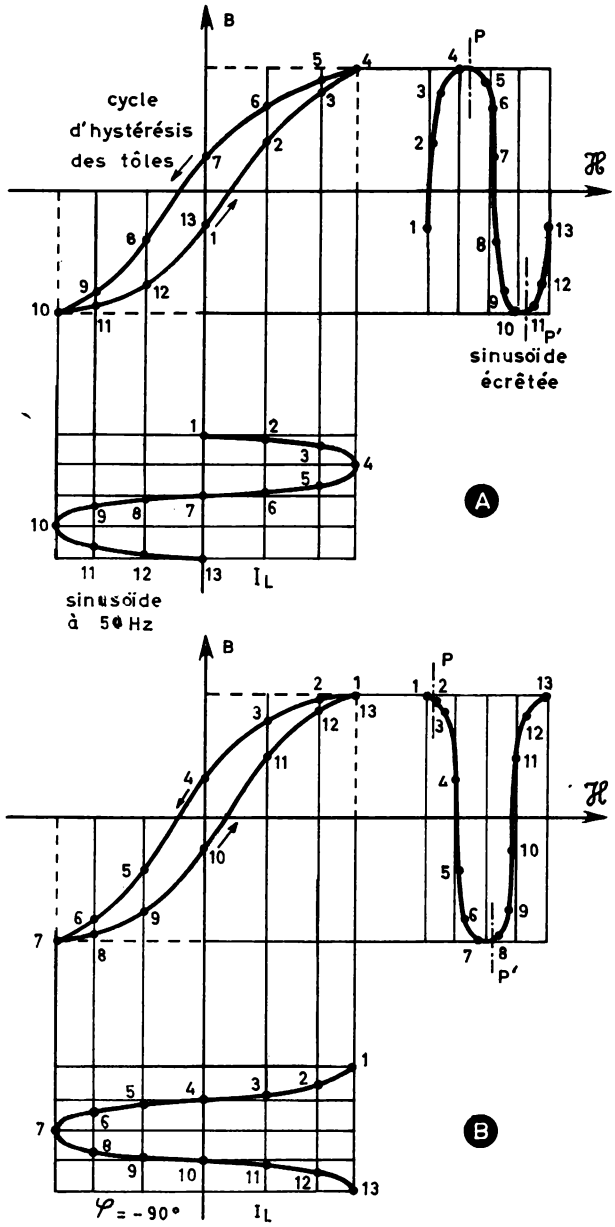


Fig. 4 bis - Construction théorique du signal U_s à partir du cycle d'hystérésis. - (A) sinusoïde du courant en phase avec U_L (cas impossible en pratique). - (B) sinusoïde du courant déphasé de 90° (cas où R est important). P, P' : apparition des «pointes» caractéristiques relatives à ce type de distorsion (fig.5).

Laquelle définition est peu différente de la formule théorique si la composante harmonique est assez faible.

Enfin, le dernier cas est assez remarquable car il correspond à une composante harmonique supérieure en amplitude à la fondamentale. Cela n'apparaît pas sur la valeur du taux de distorsion puisqu'on emploie la formule pratique, fausse lorsque les harmoniques deviennent prépondérantes.

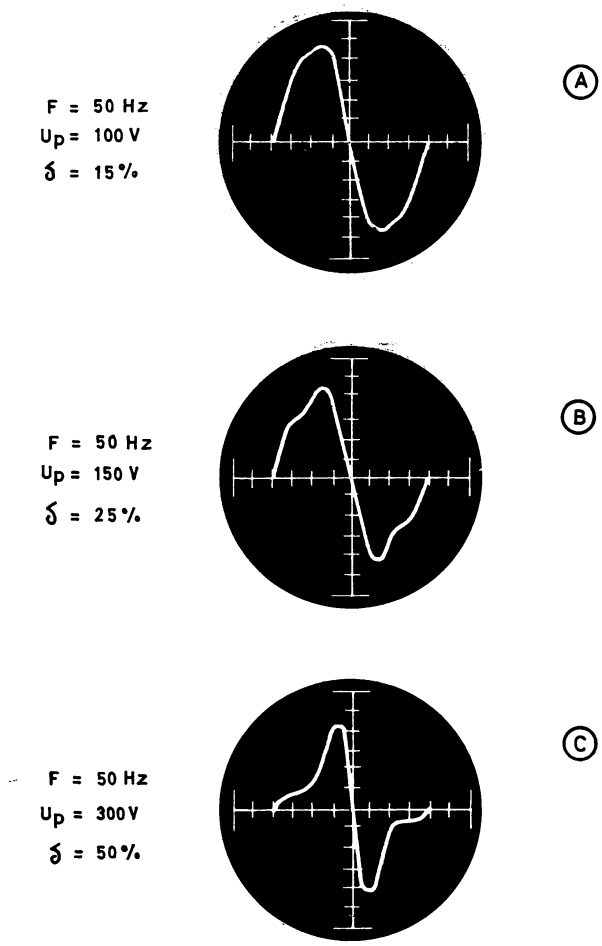


Fig. 5 - Allure de la tension secondaire d'un transformateur saturé dont le primaire est normalement prévu pour 35 V_{eff} (montage fig. 7). Oscillogrammes relevés au moyen du «Serviscope» Unitron.

II. 5 - APPLICATION THEORIQUE

- Avant l'application des formules théoriques, une étude technologique du matériau s'impose. Ceci sous-entend des mesures sur un échantillon.

Cet échantillon sera, en l'occurence, un primaire de transformateur réalisé selon une méthode que nous exposerons plus loin.

Les caractéristiques essentielles de la maquette sont résumées ci-après :

N_p = 460 tours

Poids des tôles : 1 kg

Section du noyau : 7,8 cm^2

Tôles *U T E* N° 360 - 50/100e

Pertes au kilogramme : 4,5 W

On a basé le calcul de ce transformateur sur une tension primaire assez faible (U_L < 50 V) afin que la tension du secteur (U_s = 110 V) termine une saturation importante des tôles.

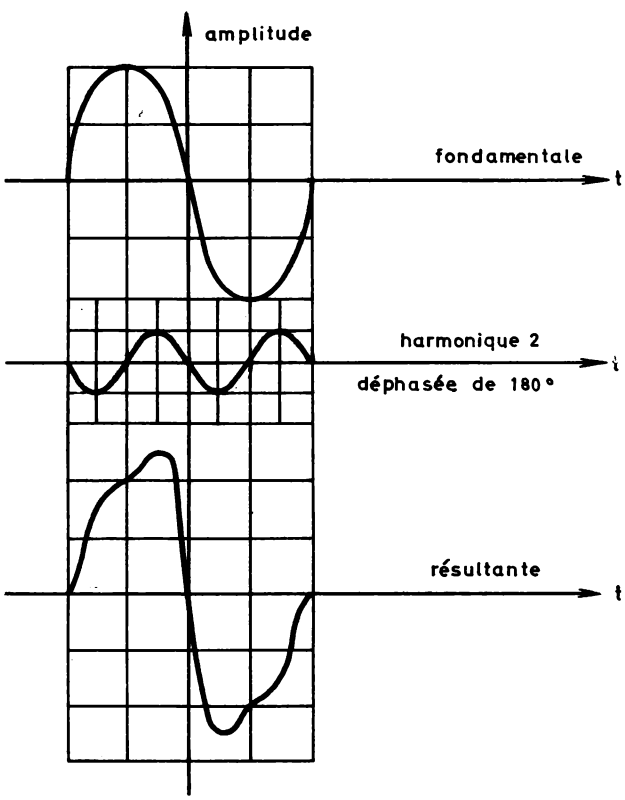


Fig. 6- Composition graphique d'un signal déformé par harmonique deux.

- Le premier essai consiste au relevé de la courbe de l'inductance primaire en fonction de la tension alternative à ses bornes. On obtient aussi la courbe *A* de la figure 7, le moyen de mesure étant indiqué figure 8, il s'agit d'un pont de Maxwell alimenté à 50 Hz par une tension assez importante et variable au moyen d'un alternostat . Un oscilloscope est ici branché comme indicateur de zéro. Quant à la relation d'équilibre, elle est classique :

$$L_p = R_b \cdot R_a \cdot C$$

Pour la résistance équivalente aux pertes par effet Joule, la relation suivante l'exprime en fonction des résistances suivantes :

$$r_{pertes} = \frac{R_b \cdot R_a}{R}$$

Sur le graphique *A* de la figure 7, il peut être choisi le point *P* comme valeur normale de fonctionnement : il correspond à une tension de 100 volts aux bornes du primaire. Pour cette valeur, la saturation des tôles est indéniable (B_M = 1,3 tesla) et doit permettre une variation convenable de l'inductance L_p.

- Le graphique de la figure 7 *A* est exprimé en fonction de la tension aux bornes de l'inductance ; or, la formule (3) qui doit donner R_o est construite avec une variation de tension secteur. Là, intervient une approximation obligatoire : considérons le cas le plus défavorable où - tout au moins, au début de la régulation - les variations de secteur créent des variations analogues aux bornes de notre inductance saturée.

D'ailleurs il paraît normal que cette variation existe puisqu'elle est automatiquement compensée par celle apparaîssant aux bornes de la résistance R_o .

Généralement on admet donc : $\Delta U_L \simeq \Delta U_p$

Pour consoler les puristes de cette légère entorse à la théorie, il convient de leur signaler que l'application de l'actuel calcul conduit toujours à des résultats pratiques convenables. Nous ouvrirons toutefois une parenthèse à la fin de cette démonstration afin d'envisager une solution plus rationnelle.

En possession de la courbe de l'inductance L_P en fonction de la tension U_L , obtenue par des mesures,*3 limitons une zone de fonctionnement régulé.

*3 La courbe de L_p peut être calculée si l'on connait la courbe de la perméabilité μ_r en fonction du champ H. U_L servant d'abcisse, peut être aussi déterminée à partir de la formule de Boucherot :

$$U_L = 4{,}44\, f \cdot B_M \cdot N_p \cdot S \cdot 10^{-8}$$

Choisissons arbitrairement une dérive secteur de $\Delta U_p = 50\ V$.

A partir du point P pris comme origine de la tension de ce secteur, décrivons une variation $\Delta U_L = \Delta U_p = 50V$: Nous avons le point P'. Entre P et P', la tension d'utilisation sera normalement régulée ; la plage de régulation sera donc comprise entre :

$$100\ V + R_o I_p$$

... et $$150\ V + R_o I_p'$$

Le facteur $R_o I_p$ correspond à la chute de tension aux bornes de la résistance extérieure. A noter que cette addition est vectorielle, la phase du courant intervenant.

Le choix arbitraire de ces points de repos et de ces variations peuvent quelquefois ne pas convenir ; ceci conduirait notamment à une application impossible de la formule (3). Dans ce cas, on est amené à modifier notre choix initial ce qui oblige des tâtonnements.

La variation d'inductance correspondant à l'écart de tension ΔU_L est évidemment fourni par la courbe de la figure 7 A : $\Delta l = 0{,}25\ H_y$

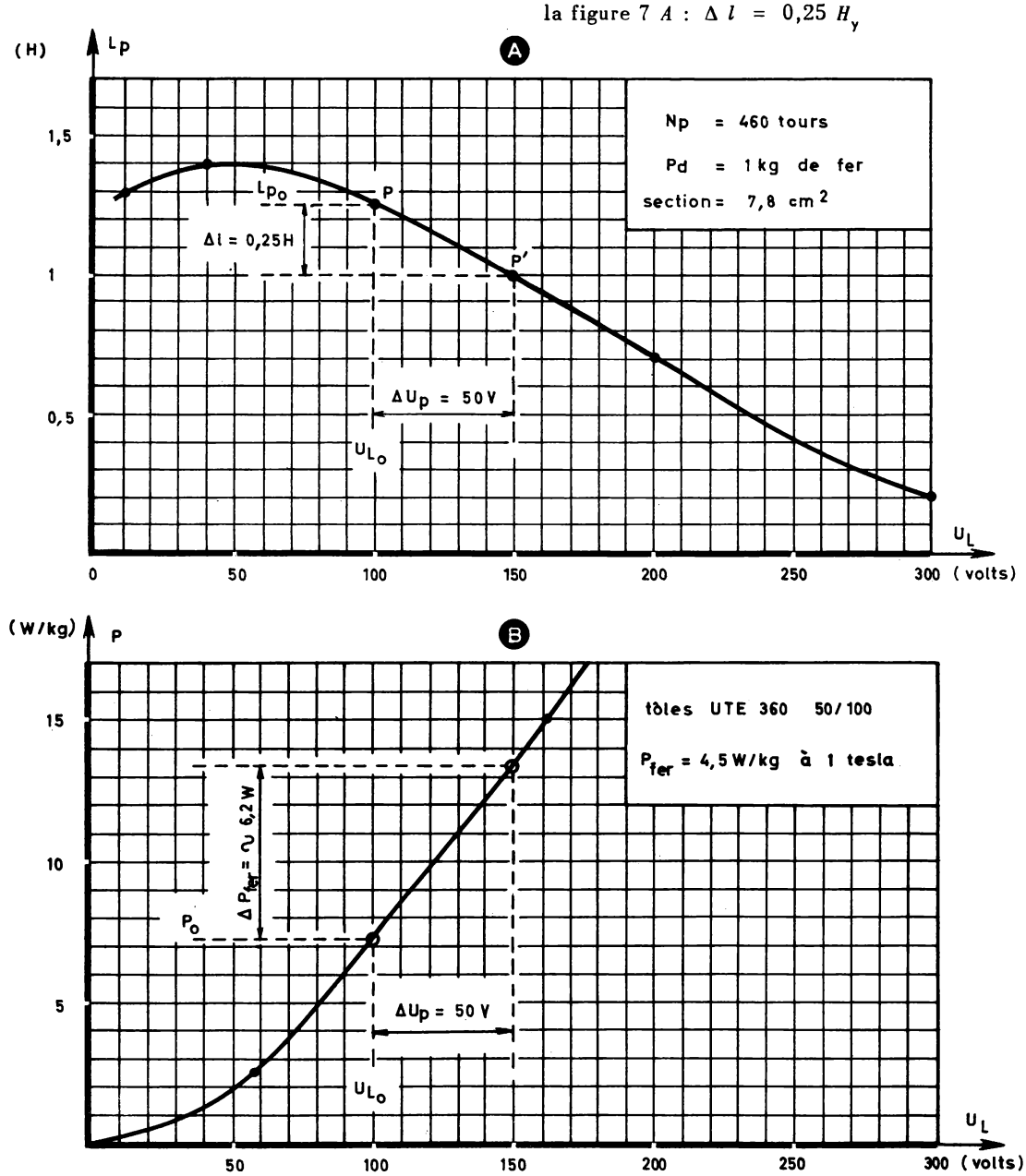


Fig. 7 - Caractéristiques d'un primaire de transformateur (A) Courbe d'inductance (B) Courbe des pertes dans le fer.

Pour connaître par ailleurs la variation de résistance ΔR, il est nécessaire de construire une courbe des pertes dans le fer en fonction de la tension U_L. Cette courbe peut être obtenue par calcul ou par mesure. La solution du calcul a été adoptée, ici, elle a la figure 7 *B* . Ce graphique a été construit en appliquant la formule de Boucherot :

$$U_L = 4{,}44 \cdot f \cdot B_M \cdot N_p \cdot S.10^{-8} \qquad (4)$$

Il s'agissait en effet de transformer la courbe de la puissance, perdue par kilogramme de fer, établie en fonction de l'induction, par le fabricant de tôles et que l'application de la formule (4) permet d'être établie en fonction de la tension aux bornes de l'inductance. De la figure 7 *B*, on peut donc tirer, en gardant les mêmes variations de tension que pour la courbe 7 *A* et les mêmes abscisses :

$$\Delta P_f = 6{,}2 \text{ W}$$

- Pour la bonne suite des calculs, il faut connaître maintenant l'intensité approximative circulant dans le

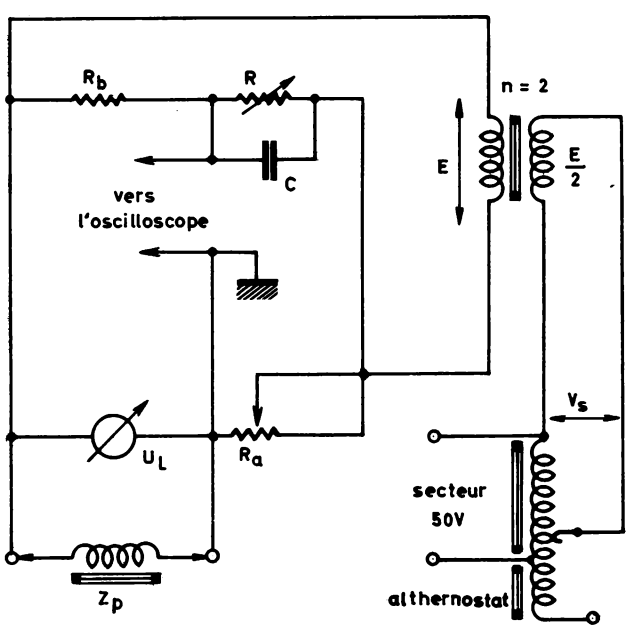


Fig. 8 - Banc d'essai réservé à la mesure de L_p en fonction de U_L.

circuit primaire. On y parvient en considérant une representation assez inhabituelle du présent système régulateur. Il s'agit, en effet, d'une disposition parallèle des pertes dans le fer (fig. 9).

Avec cette représentation il est assez commode de calculer la résistance équivalente aux pertes dans le fer :

$$R_f = \frac{U_L^2}{P_{of}}$$

Avec P_{of} donné par le graphique de la figure 7 *B* . Cela fait ici :

$$R_f = \frac{10^4}{7{,}2} \# 1390 \ \Omega$$

L'inductance primaire se détermine facilement :

$$X_L = L_{po}\, \omega = 2\pi \cdot 50 \cdot 1{,}25 = 393 \ \Omega$$

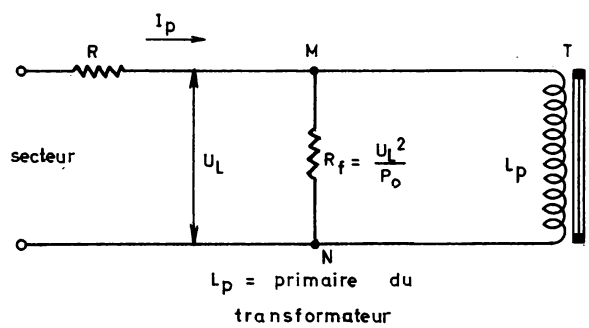


Fig. 9 - Schéma équivalent avec la résistance des pertes dans le fer disposé en parallèle.

Enfin, comme l'inductance L_p et la résistance R_g sont en parallèle, l'impédance équivalente à l'ensemble sera:

$$Z_{MN} = \frac{R_f}{1 - j \dfrac{R_f}{L_p\, \omega}}$$

ou bien,

$$\left| Z_{MN} \right| = \frac{R_f}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{R_f}{L_p\, \omega} \right)^2}}$$

Ce qui fait en pratique :

$$\left| Z_{MN} \right| = \frac{1390}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{1390}{393} \right)^2}}$$

$$\left| Z_{MN} \right| \# 376 \ \Omega$$

Nanti de cette valeur et connaissant la tension existant aux bornes *M* et *N*, on peut calculer facilement le courant qui traverse la résistance extérieure *R* :

$$I_{po} = \frac{U_{Lo}}{Z_{MN}} = \frac{100}{376}$$

Soit :

$$I_{po} = 266 \text{ mA}$$

Pour que la compensation s'effectue correctement, il faut faire travailler le circuit secondaire sur une charge faible ; il en résultera un courant rapporté au primaire négligeable devant celui calculé précédemment. Si l'on veut au contraire un courant important dans la charge et ceci, au détriment de l'efficacité de régulation, on ajoutera, dans la représentation de la figure 9, en parallèle sur la résistance R_f, une résistance d'expression :

$$R_p = \frac{R_c}{m^2}$$

avec R_c : résistance de charge secondaire

$m = \frac{N_s}{N_p}$: rapport de transformation

EXEMPLE .

Pour une tension secondaire de 220 V , si l'on garde U_L = 100 V, le rapport de transformation sera:

$$m = \frac{N_s}{N_p} = \frac{U_s}{U_L} = \frac{220}{100} = 2,2$$

Si l'on juge convenable la valeur de 20 mA pour le courant secondaire, la charge a pour expression :

$$R_c = \frac{U_s}{I_s} = \frac{220}{20} = 1,1 \text{ k}\Omega$$

La résistance reportée serait alors :

$$R_p = \frac{R_c}{m^2} = \frac{1100}{(2,2)^2} = 227 \ \Omega$$

On peut voir que, dans ce cas, vis à vis de R_f = 1390 Ω, R_p n'est pas négligeable.

L'ensemble de R_f et R_p devient égal à :

$$R_T = \frac{R_f \cdot R_p}{R_f + R_p} = 195 \ \Omega$$

Dans ce cas, Z_{MN} devient aussi égal à :

$$Z_{MN} = \frac{R_T}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_T}{L_p \omega}\right)^2}}$$

Soit :

$$Z_{MN} = \frac{195}{\sqrt{1 + \left(\frac{195}{392}\right)^2}} = 175 \ \Omega$$

Enfin, le courant absorbé par le primaire, ainsi complété, se montera à :

$$I_p = \frac{U_{Lo}}{Z_{MN}} = \frac{100}{175} = 0,570 \ A$$

Comme on peut le remarquer, le courant est nettement différent de celui calculé précédemment.

Aussi, si l'on veut satisfaire à la condition précitée c'est-à-dire : *faible intensité dans la charge pour bonne stabilisation*, on choisira précisément une charge très faible.

Malheureusement, le rendement en puissance est indéniablement mauvais, ce qui ôte d'ailleurs beaucoup d'intérêt au système.

- Reprenons donc le courant calculé :

$$I_{po} = 266 \text{ mA}$$

et considérons seulement le cas pratique où le transformateur est remplacé - ou se comporte - comme une inductance saturée.

- Evaluons maintenant la variation de résistance de pertes en fonction du courant I_{po} et de la variation de puissance perdue dans les tôles.

Nous avions relevé plus haut, dans la figure 7 *B*,

$$\Delta P_f = 6,2 \text{ W}$$

Il peut être posé alors,

$$\Delta R \# \frac{\Delta R_f}{I_{po}^2}$$

soit

$$\Delta R \# \frac{6,2}{(0,266)^2} = 88\ \Omega$$

Notons, en passant, que cette variation est assez faible et rappelons que la formule est approchée.

- Résumons les éléments calculés et entrant dans l'application de la formule (3) :

$$\Delta U_L = \Delta U_p = 50\ V$$

$$I_{po} = 266\ mA$$

$$\Delta R = 88\ \Omega$$

$$L_{po} = 1,25\ H \text{ et } \Delta l = 0,25\ H$$

- Ainsi la résistance extérieure à disposer en série avec l'inductance L_p, aura pour grandeur :

$$(3)\quad R_o = \frac{L_{po}}{I_{po}} \left[\frac{\Delta U_L}{\Delta l} - \frac{\Delta R}{\Delta l} I_{po} \right]$$

Soit

$$R_o = \frac{1,25}{0,266} \left(\frac{50}{0,25} - \frac{88}{9,25} 0,266 \right)$$

ou $R_o \# 500\ \Omega$

REMARQUE IMPORTANTE

Le fait d'englober la résistance équivalente aux pertes, disposée en parallèle, dans le calcul de l'intensité primaire, nous autorise l'affirmation suivante :

La résistance R_o = 500 Ω ainsi calculée est bien celle que l'on devra pratiquement disposer en série avec l'inductance L_p.

Il n'est pas besoin en effet de retrancher à cette valeur la résistance complexe r_f, comme il a été conseillé, dans le début de l'étude théorique. r_f est représentée dans notre application par son équivalence parallèle R_f.

ADDITIF

Nous avons été amené à considérer comme valable l'équivalence $\Delta U_p \# \Delta U_L$.

Des considérations empiriques nous autorisent, en effet, cette relation.

Toutefois, il peut être fait grief de cette approximation, aussi, nous pouvons considérer une autre solution.

Par définition, la tension aux bornes de l'inductance saturée L_p doit être aussi constante que possible.

Malgré toutes les précautions prises, il subsiste toujours une variation de tension résiduelle. Ainsi. la variation de tension ΔU_p au secteur engendre une résiduelle ΔU_l «N» fois plus faible.

Dans l'application de la formule (3) il peut donc être gardé la variation initiale ΔU_p, toutefois, quant au calcul des autres variations : ΔR et Δl, elles seront déterminées pour une variation de tension «N» fois plus faible.

Dans ce cas : $\Delta U_L = \frac{1}{N} \Delta U_p$ avec «N»

un nombre entier compris entre 1 et l'infini. Ainsi, supposons que dans l'expression (3), nous gardons les mêmes chiffres que ceux vus dans l'expression précédente, hormis ΔU_p que nous rendons égal à N fois ΔU_L.

Soit, par exemple, $N = 10$; dans ce cas l'amélioration dans la stabilisation doit théoriquement atteindre le chiffre multiplicateur «10».

La variation résiduelle s'élèvera à 10 % de celle initiale. Si dans ces conditions, on applique la formule (3), il vient :

$$R_o = \frac{1,25}{0,266} \left[\frac{500}{0,25} - \frac{88}{0,25} \cdot 0,266 \right]$$

Soit $R_o = 9000\ \Omega$

Ce chiffre est évidemment très important et nécessite une tension d'alimentation s'élevant environ à :

$$V_{Secteur} = \sqrt{\left[R_o I_{po} \right]^2 + U_{Lo}^2}$$

soit

$$V_{Secteur} = \sqrt{\left[9.266 \right]^2 + \left[100 \right]^2} \# 2400V$$

Cela n'est évidemment pas possible dans la plupart des cas alors que dans l'application empirique d'avant, l'installation ne demande que :

$$V_{Secteur} = \sqrt{\left[0{,}5 \cdot 266 \right]^2 + \left[100 \right]^2} \# 166 \text{ V}$$

NOTA : Ce dernier résultat veut dire que la régulation débutera dès 166 V. Pour un secteur de 220 V, la stabilisation doit s'opérer parfaitement.

CONCLUSION :

Le calcul d'un tel stabilisateur de tension devra se faire en choisissant une tension U_L au repos, inférieure à la tension du secteur usuel. Cette tension doit, également, correspondre à un régime saturé des tôles. Enfin, la résistance extérieure R_o calculée par l'expression précédente est une valeur expurgée de toute résistance intérieure équivalente aux pertes dans le fer. Les pertes dans le cuivre doivent être, par ailleurs, négligeables si l'on veut que la température de travail soit faible dans la masse du transformateur.

II. 6 - THEORIE SIMPLIFIEE

Le processus de calcul exposé précédemment peut paraître assez compliqué aux réalisateurs. Aussi, nous proposons maintenant une théorie dont l'application semble plus commode. Toutefois, cet avantage est fait en dépit de la précision car il est négligé ici l'action particulière des pertes dans le fer.

Si nous nous reportons au schéma simplifié de la figure 10, nous devons remarquer que la tension U_{AB} existant aux bornes du transformateur T doit être *théoriquement constante*. Pour ce faire, les variations de tension d'entrée sont absorbées en définitive par la résistance extérieure « R ». Toute augmentation de la tension secteur entraîne une diminution d'inductance L_p, alors en régime saturé. Ceci détermine un accroissement de l'intensité primaire et une diminution de d.d.p. qui compense alors l'augmentation de f.e.m. d'entrée.

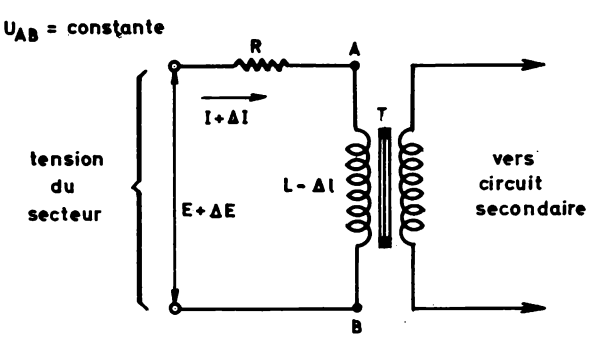


Fig. 10 - Schéma simplifié du régulateur de tension.

En somme, si l'alimentation secteur passe de E à $E + \Delta E$, *puisque* U_{AB} *reste sensiblement constant*, la variation ΔE se retrouve bien uniquement aux bornes de la résistance R.

Dans ce cas, il vient :

$$R \, \Delta I = \Delta E$$

La variation d'intensité découle de la relation suivante:

$$I + \Delta I = \frac{E + \Delta E}{R + j(L - \Delta l)\omega}$$

Il va de soi que le phénomène est tout à fait réversible.

Il est facile de développer cette formule :

$$I + \Delta I = \frac{E}{R + j(L - \Delta l)\omega} + \frac{\Delta E}{R + j(L - \Delta l)\omega}$$

et de remplacer le premier membre de l'égalité par ses expressions équivalentes :

$$I = \frac{E}{R + jL\omega}$$

$$\Delta I = \frac{\Delta E}{R}$$

Nous trouvons maintenant des expressions analogues dans chaque partie de l'égalité :

$$\frac{E}{R + jL\omega} - \frac{E}{R + j(L - \Delta l)\omega} = \frac{\Delta E}{R + j(L - \Delta l)\omega} - \frac{\Delta E}{R}$$

ou bien :

$$E\left[\frac{R + j(L - \Delta l)\omega}{R + jL\omega} - 1\right] = \Delta E\left[1 - \frac{R + j(L - \Delta l)\omega}{R}\right]$$

Pour la commodité des calculs, posons $\alpha = \frac{\Delta E}{E}$

Par conséquent, il s'ensuit les modifications suivantes.

$$R + jL\omega - j\Delta l\omega - R - jL\omega =$$

$$\alpha R + j\alpha L\omega - \frac{\alpha}{R}(R + jL\omega)[R + j(L - \Delta l)\omega]$$

M

La partie M de l'équation peut se simplifier :

$$M = \alpha R + \alpha j L\omega + j\alpha(L - \Delta l)\omega - \frac{\alpha}{R} L\omega^2 (L - \Delta l)$$

Quant à l'ensemble de la formule, étant donnés les retranchements visibles qu'on peut y opérer, il devient en y incluant le membre M transformé :

$$-j\Delta l\omega = -j\alpha(L - \Delta l)\omega + \frac{\alpha}{R} L\omega^2 (L - \Delta l)$$

Ou encore :

$$\frac{\alpha}{R} L\omega^2 (L - \Delta l) = j[\alpha L\omega - (\alpha + 1)\Delta l\omega] .$$

Considérons seulement les grandeurs absolues; il vient alors :

$$R = \frac{\alpha L\omega^2 (L - \Delta l)}{\alpha L\omega - (1 + \alpha)\Delta l\omega}$$

Enfin, une dernière transformation conduit finalement à la formule suivante :

$$\boxed{R = \frac{(L - \Delta l)\omega}{1 - \frac{\Delta l}{L}\left(\frac{1 + \alpha}{\alpha}\right)}}$$

En reprenant la forme initiale de α, la formule précédente devient :

$$\boxed{R = \frac{(L - \Delta l)\omega}{1 - \beta}}$$

avec :

$$\beta = \left(\frac{E}{\Delta E} + 1\right)\frac{\Delta l}{L}$$

APPLICATIONS

1°) En gardant les mêmes valeurs pratiques que dans le paragraphe précédent, c'est-à-dire avec :

$L = 1{,}25$ H $\quad \Delta l = 0{,}25$ H

$E = 100$ V $\quad \Delta E = 50$ V

on obtient la résistance extérieure R suivante :

a) $\beta = \left(\frac{100}{50} + 1\right)\frac{0{,}25}{1{,}25} = \frac{3}{5}$

b) $R = \frac{5}{2}(1{,}25 - 0{,}25)\,2\pi 50 = 785\ \Omega$

Or, on a négligé dans cette théorie, l'action des pertes dans le fer. Si l'on effectue des mesures précises il peut être remarqué que ces pertes deviennent une résistance série de 250 Ω à 300 Ω, à l'induction de travail. En retranchant cette valeur de R calculée précédemment, on retrouve bien les «500 Ω» déterminés par la méthode rigoureuse.

2°) Considérons maintenant un autre dispositif comportant une inductance à fer dont les caractéristiques sont résumées par la figure 11; on peut tirer de ce graphique les valeurs suivantes :

$L = 2$ H $\quad \Delta l = 0{,}2$ H

$U_L = E = 60$ V $\quad \Delta U_L = \Delta V = \Delta E = 40$ V

La variation de 40 V a été choisie parce que correspondant à une zone AB décroissante à caractère linéaire.

Dans ces conditions, il vient :

a) $\beta = \left(\frac{60}{40} + 1\right)\frac{0{,}2}{2} = 0{,}25$

b) $R = \frac{4}{3}(2 - 0{,}2)\,2\pi 50 \neq 750\ \Omega$

Là, encore, il peut être défini la résistance série r_f et calculé la résistance extérieure R_{ext} à disposer en série avec l'inductance saturée L : $R_{ext} = 750 - r_f$

Usage de l'abaque

L'application de la formule précédente peut être remplacée par une détermination monographique. L'abaque 13 est assez simple à utiliser, la figure 12 résumant le processus à suivre.

Les éléments Δl, ΔE étant connus, on les transforme sous forme de rapports avec les grandeurs L et E choisies sur la courbe de $L = f(U_L)$. Avec l'aide d'une règle , on relie les points A et B correspondant aux valeurs

$$\frac{\Delta l}{L} \text{ et } \frac{E}{\Delta E} \text{ calculées.}$$

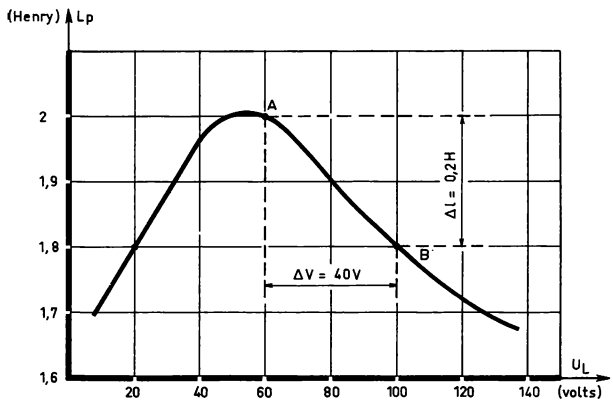


Fig. 11 - Exemple de courbe $L_p = f(U_L)$

L'intersection de cette droite $A\,B$ avec l'axe médian donne le point C dont l'ordonnée fournit la valeur du coefficient de qualité du circuit. On en tire alors :

$$R = \frac{(L - \Delta l)\,\omega}{Q}$$

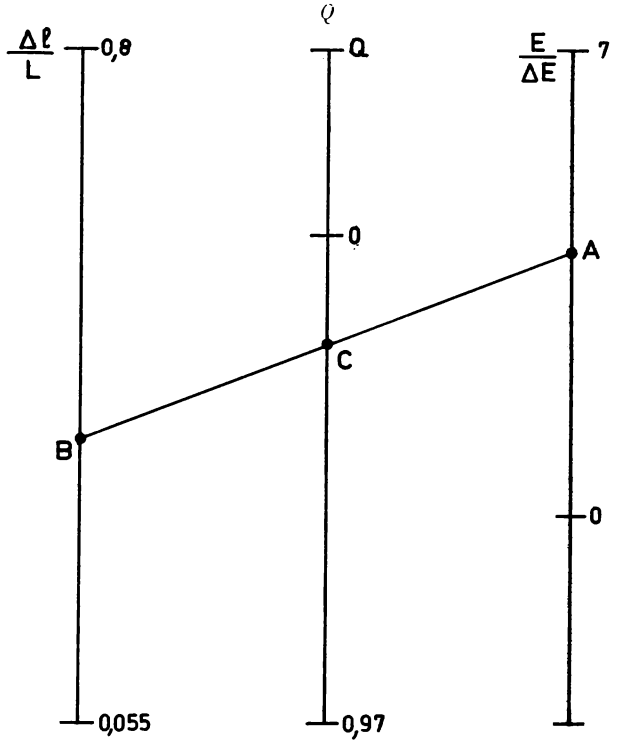


Fig. 12 - Principe et utilisation de l'abaque donnant $Q = \frac{L\omega - l\omega}{R}$

Si nous reprenons les exemples précédents, nous pouvons appliquer le mode d'emploi exposé ci-dessus :

1) Ainsi avec $\Delta l = 0{,}25$ H et $L = 1{,}25$ H

nous avons, d'une part:

$$\frac{\Delta l}{L} = \frac{0{,}25}{1{,}25} = 0{,}2 \quad (B \text{ échelle } 2)$$

et, d'autre part, avec $\Delta E = 50$ V et $E = 100$ V, le rapport :

$$\frac{E}{\Delta E} = \frac{100}{50} = 2 \quad (A \text{ échelle } 1)$$

...En reportant, figure 13, sur l'abaque, les points A et B et en les reliant par une droite, on obtient l'intersection C de valeur $Q = 0{,}4$

$$\frac{E}{\Delta E} = \frac{60}{40} = 1{,}5 \quad (E \text{ échelle } 1)$$

La droite $E\,D$ coupe l'échelle 3 en F d'ordonnée

$$Q = 0{,}75$$

Il en résulte finalement la résistance :

$$R = \frac{(2 - 0{,}2)\,2\,\pi\,50}{0{,}75} = 750\ \Omega$$

Comme : $Q = \dfrac{(L - \Delta l)\,\omega}{R}$

Nous avons : $R = \dfrac{(1{,}25 - 0{,}25)\,2\,\pi\,50}{0{,}4} \# 785\ \Omega$

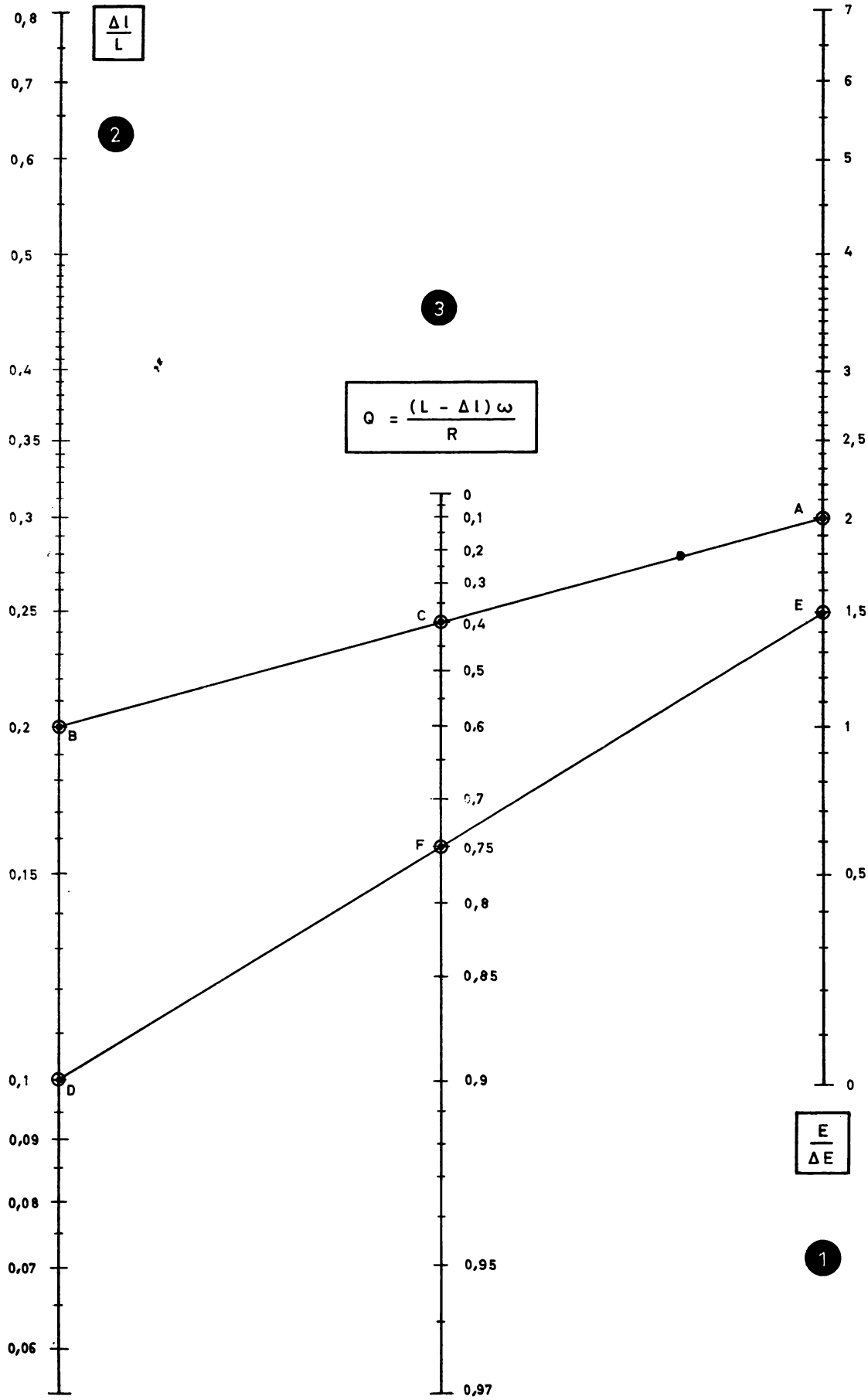
2) Le deuxième exemple fournit les rapports :

$$\frac{\Delta l}{L} = \frac{0{,}2}{2} = 0{,}1 \quad (D \text{ échelle } 2)$$

Les chiffres trouvés *coïncident avec ceux trouvés avec l'aide de la formule.*

II. 7 - REALISATION PRATIQUE

Les méthodes de calcul envisagées précédemment nous fournissent, pour un échantillon donné, la résistance à placer en série avec l'inductance saturée pour obtenir une saturation valable.


$\frac{\Delta l}{L}$
2
3
$Q = \frac{(L - \Delta l)\,\omega}{R}$
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,35
0,3
0,25
0,2
0,15
0,1
0,09
0,08
0,07
0,06
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,75
0,8
0,85
0,9
0,95
0,97
A
B
C
D
E
F
7
6
5
4
3
2,5
2
1,5
1
0,5
0
$\frac{E}{\Delta E}$
1

1) Si nous reprenons l'élément correspondant à la courbe de la figure 11, nous rappelons que l'abaque 13 donne une résistance R_o de valeur :

$$R_o = 750\ \Omega$$

De cette résistance, il convient de retrancher la résistance équivalente aux pertes globales par effet Joule.

Nous pouvons dire en définitive que la grandeur qui conviendrait s'échelonne aux alentours de 500 Ω.

La meilleure solution pratique consiste à l'emploi d'un rhéostat et d'ajuster sa valeur selon la stabilisation souhaitée.

Initialement, le transformateur utilisé pour l'essai que nous nous proposons de faire, était prévu pour abaisser **de moitié la tension du secteur 120 Veff. Ici, le secondaire** est emplové comme primaire et son inductance varie en fonction de la tension comme l'indique la figure 11 ; la saturation des tôles est donc atteinte aussitôt dépassé les 60 volts prévus.

- Commençons les essais avec une résistance série $R_o \simeq 250\ \Omega$. On obtient, au secondaire de l'installation, une tension de sortie dont la variation affecte la forme de la courbe 1 de la figure 14 *A*.

Admettons l'utilisation du système avec un secteur de 220 V. Dans cette zone, l'efficacité de régulation s'exprime par la solution suivante :

$$Eff = \frac{\Delta V}{U_{po}} \cdot \frac{U_{so}}{\Delta U} = \frac{40}{220} \cdot \frac{290}{20} = 2{,}64$$

Ce chiffre est trop faible pour être intéressant. D'autre part comme l'énergie perdue par effet Joule se localise surtout dans le transformateur, R_o étant assez faible, l'utilisation devient dangereuse lorsque la tension secteur dépasse 230 volts ; à partir de cette tension, la température interne au transformateur dépasse la valeur normalement admise de 50° C.

- La courbe 2 (fig.14 A) montre une régulation meilleure avec une valeur de 500 Ω au primaire.

L'efficacité s'élève maintenant à :

$$Eff. = \frac{40}{220} \cdot \frac{230}{11} = 3{,}8$$

Cette solution repousse la tension fatidique maximum, correspondant à une température de travail de 50° C, à une valeur de 260 volts située en dehors des écarts de tension admis.

- Si l'on augmente encore la résistance R_o, la régulation s'améliore encore mais le rendement en puissance décroît assez rapidement. L'efficacité prend maintenant la valeur suivante :

$$Eff. = \frac{40}{220} \cdot \frac{200}{8} \# 4{,}5 \quad \text{(fig. 14 } B \text{ courbe 3)}$$

La tension donnant une température de 50° C s'élève maintenant à 280 volts.

- Enfin, pour une résistance série R_o de 1 000 Ω (courbe 4 fig. 14 *B*), l'efficacité devient :

$$Eff. = \frac{40}{220} \cdot \frac{127}{5} = 4{,}6$$

- Nous pouvons donc établir des conclusions constructives.

Tout d'abord, il faut remarquer la variation particulière de l'efficacité en fonction de la résistance série R_o.

Elle se présente sous la forme d'une courbe quasi-exponentielle (fig. 15) ; nous pouvons remarquer en outre qu'à partir de 750 Ω, l'efficacité ne varie guère.

Arbitrairement, et, aussi, pour réserver une marge assez large pour le choix de la tension secteur, nous déclarerons acceptable la valeur de 500 Ω pour la résistance série R_o.

Il peut être également intéressant de considérer la variation du rendement global de l'installation, ceci afin de choisir, en définitive, la meilleure valeur de R_o.

On démontre que la variation relative du rendement est exprimée par la relation suivante.

$$\frac{\eta_o}{\eta} \# \frac{R_o}{R} \cdot \left(\frac{U_{so}}{U_s}\right)^2 \cdot \frac{\sqrt{U_p^2 - \frac{U_s^2}{n^2}}}{\sqrt{U_p^2 - \frac{U_{so}^2}{n^2}}}$$

formule dans laquelle les éléments affectés d'un indice « o » correspondent à la résistance jugée arbitrairement optimum ($R_o = 500\ \Omega$).

A partir des résultats de la figure 14 et en appliquant la relation précédente, on obtient la courbe de la figure 16. La forme de cette courbe est assez caractéristique : elle affecte un minimum très net.

Les conséquences de ce graphique sont très importantes.

Tout d'abord, il existe bien une valeur optimum de résistance série R_o. Ensuite on peut remarquer que la valeur trouvée est très voisine de celle donnée par l'abaque 13.

Quant à la forme de cette courbe, elle s'explique, dans un certain sens, assez facilement. Il faut bien se pénétrer de l'idée que la tension secteur, dans le cours de nos essais, a été maintenue constante et égale à 220 V.

Il en résulte que pour des résistances R_o faibles, la tension existant aux bornes du transformateur est assez importante créant une forte induction dans les tôles et, de ce fait, apportant de très sérieuses pertes dans le fer.

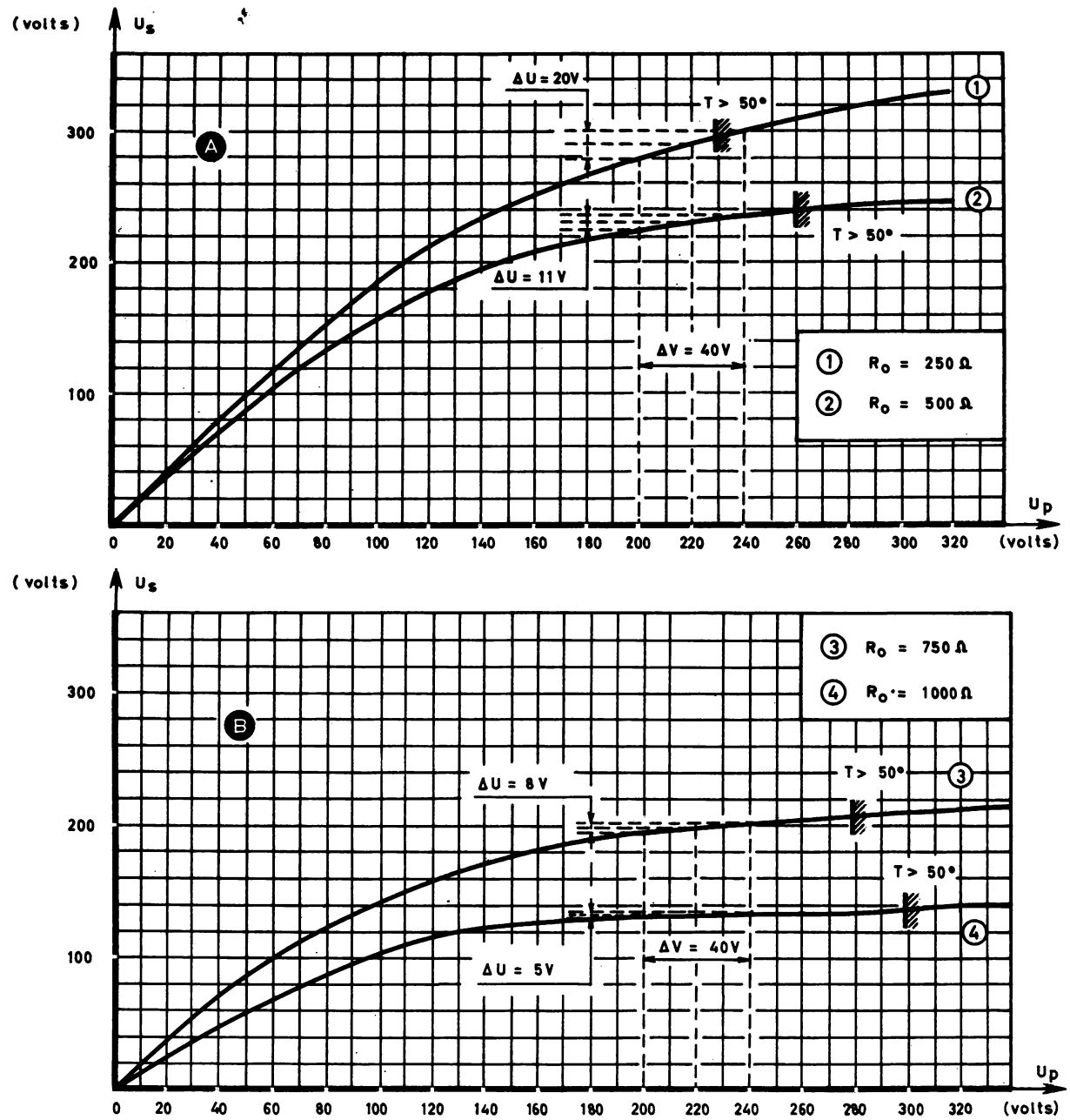


Fig. 14 - Courbes de stabilisation en tension.

Ce dernier phénomène a pour effet de réduire le rendement (ce qui fait croître le rapport $\frac{\eta_o}{\eta}$), sans pour cela accroître l'efficacité de régulation, *la pente décroissante de l'inductance L_p ne permettant pas la correction habituelle.*

Ensuite, si l'on augmente par trop la résistance série R_o, les pertes par effet Joule dans cette résistance deviennent prépondérantes et le rendement décroît encore.

$$\left(\frac{\eta_o}{\eta} \rightarrow \infty \right)$$

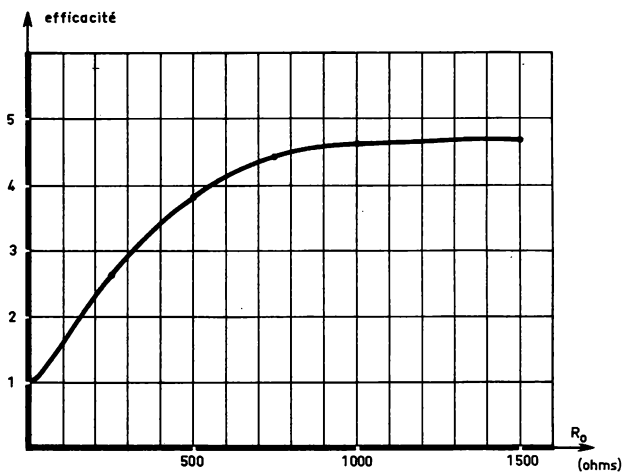


Fig. 15 - Courbe de l'efficacité de régulation obtenue en fonction de la résistance série R_o.

Il va de soi, en conséquence, que le rendement passe par un maximum si, *pour un secteur de tension donnée*, ou fait varier la résistance série R_o autour de sa valeur optimum *donnée par l'abaque* 13.

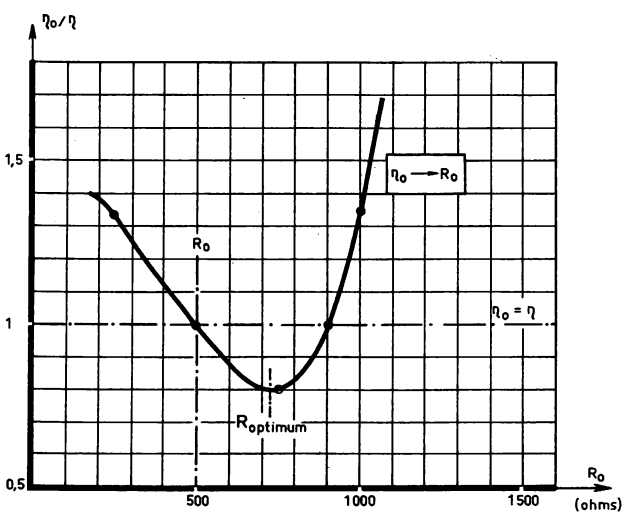


Fig. 16 - Courbe du rendement en puissance en fonction de la résistance série R_o.

Deuxième Réalisation pratique

Ayant pris un transformateur abaisseur 127 / 35 V et l'alimentant à l'*envers* à travers une résistance «R_{ext}» de 1 000 Ω (fig. 17), il est possible de le faire fonctionner comme régulateur en choisissant un secteur de 220 V. Il est évident que le circuit magnétique normalement construit pour une tension de 35 V, se trouve assez saturé lorsque la tension monte à une valeur presque trois fois supérieure. Nous nous trouvons donc dans une région propre à la régulation, comme le montre la figure 18.

En effet, considérons l'efficacité de régulation autour de 220 V pris comme tension de repos :

$$E_{ff} = \frac{\Delta U_p}{U_{po}} \cdot \frac{U_{so}}{\Delta U_s} = \frac{40}{220} \cdot \frac{300}{15} = 3,64$$

Cette efficacité de régulation est normale pour ce type de régulation. L'écueil de ce système consiste en la notable distorsion du signal, lequel présente une richesse grande en harmoniques et, en particulier, en l'harmonique 2 (fig 19 A); le taux est élevé : ≃ 35%.

Ce défaut n'a toutefois guère d'importance si le transformateur est suivi d'un redresseur et d'un dispositif de filtrage sérieux. Le but à poursuivre dans cette application, est d'affaiblir énormément les harmoniques du signal fourni.

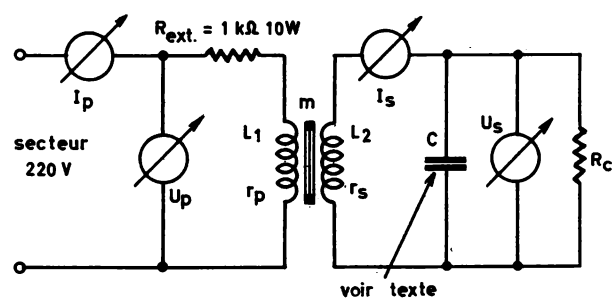


Fig. 17 - Montage régulateur à résonance secondaire.
- m = 3,6, L_1 = 1 H, L_2 = 10 H à 50 Hz (valeurs mesurées au pont d'inductances).
- r_p ≠ 290 Ω, r_s = 1 200 Ω, R_c = 30 kΩ (valeurs mesurées au pont en continu). C = 0 : premier essai (fig. 18) C_T = 0,54 µF: second essai (fig. 23). Les appareils mesurant les courants et les intensités ont été corrigés pour effectuer des mesures de valeurs moyennes de tension et de courant de formes quelconques.

Rendement en puissance

Ces régulateurs présentent la regrettable particularité d'avoir un rendement très bas, aussi il ne peut être employé qu'à très basse puissance. Leur utilisation est

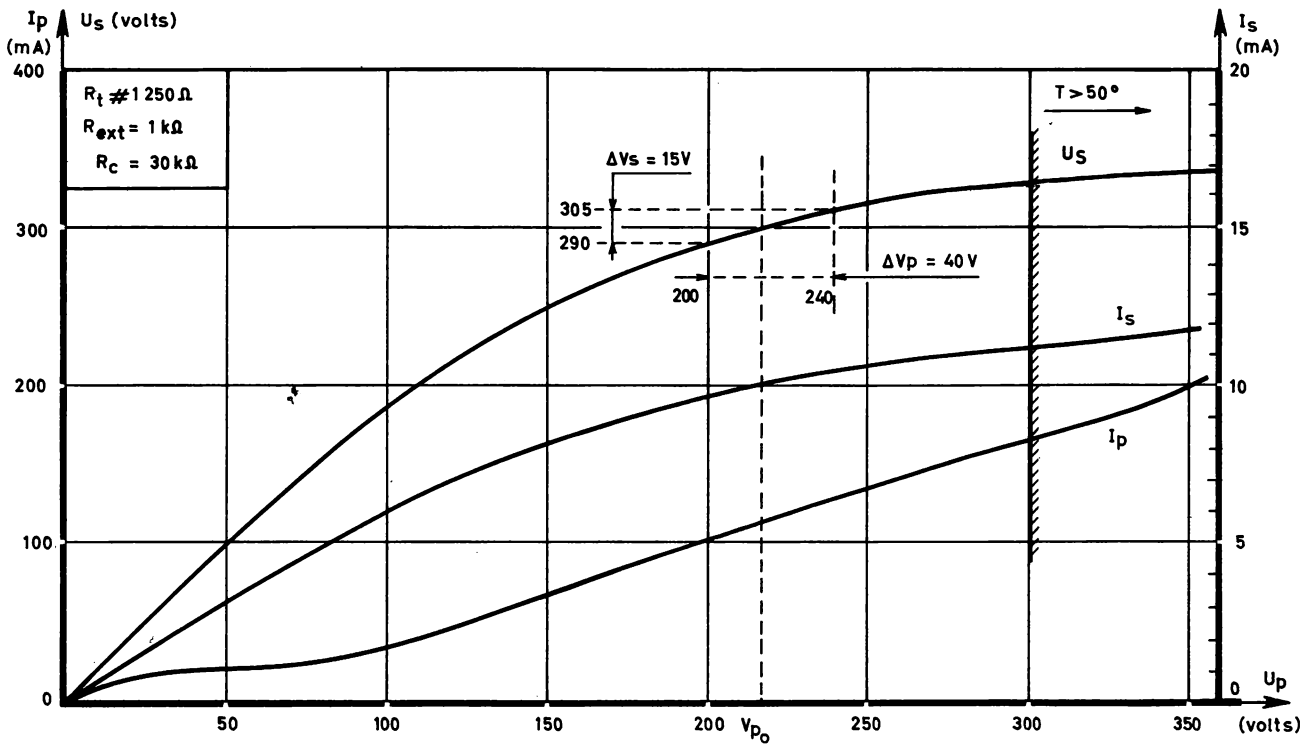
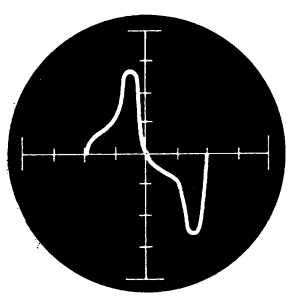
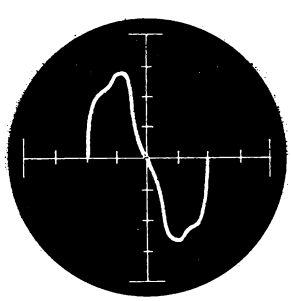


Fig. 18 - Essais relatifs au montage de la figure 17 mais sans condensateur C. $R_t \neq 1250\ \Omega$, $R_{ext} = 1\ k\Omega$, $R_c = 30\ k\Omega$.



(A) $V_{Po} = 220$ V, $\delta = 35\%$, C = 0



(B) $V_{Po} = 220$ V, $\delta = 12\%$, $C_T = 0{,}45\ \mu F$

Fig. 19 - Comparaison des deux signaux donnés par le système régulateur avec et sans condensateur. - Oscillogrammes relevés à l'aide du «Serviscope» Unitron.

toutefois assez fréquente, en technique Radio, étant donné la simplicité de montage et de mise au point. Notre application a pour but d'alimenter un étage cascode unique ; aussi, le débit secondaire est assez faible :

$$I_{s\ normal} \neq 10\ \text{mA sous } 300\ \text{V}$$

D'où une puissance de $P_s = 3$ W à :

$$P_p = U_p I_p = 220 \cdot 0{,}12 = 26{,}5\ \text{W}$$

Ce qui fait le rendement ridicule suivant :

$$\eta = \frac{P_s}{P_p} = \frac{3}{26{,}5} = 0{,}113 \text{ soit } 11{,}3\ \%$$

Ce chiffre ferait évidemment bondir un électricien mais dans notre domaine, les puissances en jeu étant si faibles, cela n'a guère d'importance .

La limitation de ce débit est fixée par la température des tôles ; on ne dépassera pas 50° ; au delà, des risques de détérioration sont à craindre.

CHAPITRE III

Systèmes améliorés

III. 1 - TRANSFORMATEUR ACCORDE

De l'exposé précédent, il se dégage que le défaut le plus important est encore la distorsion. Si cette dernière ne pratiquait qu'un écrêtage sur le signal, le défaut pourrait être réduit dans une proportion convenable. Mais, ici, le déphasage entre tension et courant primaire et la forme particulière du cycle d'hystérésis font apparaître des tensions harmoniques fort gênantes.

Le remède consisterait évidemment à supprimer ces harmoniques en utilisant un filtre sélectif.

Ensuite, comme le déphasage I_p / U_p précité, paraît, somme toute, nuisible, on peut corriger la phase au moyen de circuits appropriés.

Le montage indiqué figure 17 et muni de la capacité secondaire C, répond aux exigences précédentes.

En effet si l'on considère le schéma équivalent de la figure 20, il est possible de montrer que la tension de sortie est sensiblement indépendante des valeurs « $m^2 L_p$ » et « C » tant que l'inductance saturée s'accorde avec le condensateur. Pour la fréquence correspondant à l'accord, le déphasage est voisin de zéro et l'action sélective du circuit accordé réduit considérablement la distorsion (fig. 19 cas B).

Nous verrons d'ailleurs plus loin (chapitre des régulateurs ferro-résonnants) que ce système présente des propriétés particulières qu'on appelle « cycle de ferro-résonance ». En particulier, on démontre en outre, que lorsque la capacité s'accorde avec l'inductance, la charge n'influe que très peu sur la tension de sortie et que cette dernière est assez indépendante de la tension d'entrée. Toutefois, la disposition parallèle du condensateur écarte ce système du domaine de la « ferro-résonance » telle qu'on a l'habitude de le considérer ; aussi, le montage entre plutôt dans la catégorie des dispositifs « hybrides » proches de celui élémentaire vu dans le chapitre précédent.

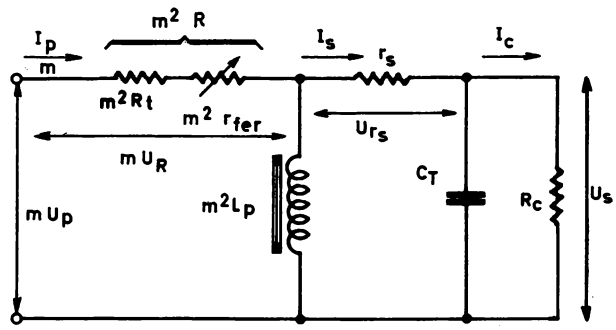


Fig. 20 - Schéma équivalent du transformateur accordé. Représentation ramenée au secondaire. m^2 r_{fer} représente la résistance des pertes dans le fer ramenées sous la forme série au secondaire.

La valeur de l'inductance « L_p » dépend essentiellement de U_p, donc si l'on modifie cette tension primaire L_p variant, la résonance va décroître de chaque côté de U_p (courbe 1, figure 21)

Cette « efficacité » de régulation s'ajoute dans une certaine mesure à la courbe normale U_s / U_p du transformateur saturé (courbe 2, fig. 21) et il s'en suit donc une résultante (courbe 3) dont le palier de régulation peut devenir fort intéressant.

Si l'on s'arrange pour que le point de fonctionnement se situe légèrement au-dessus de U_{po} (soit le point U_{pt} courbes A et B de la figure 21), on se trouve dans une zone où la tension secondaire varie peu et la plage de stabilisation paraît alors assez étendue.

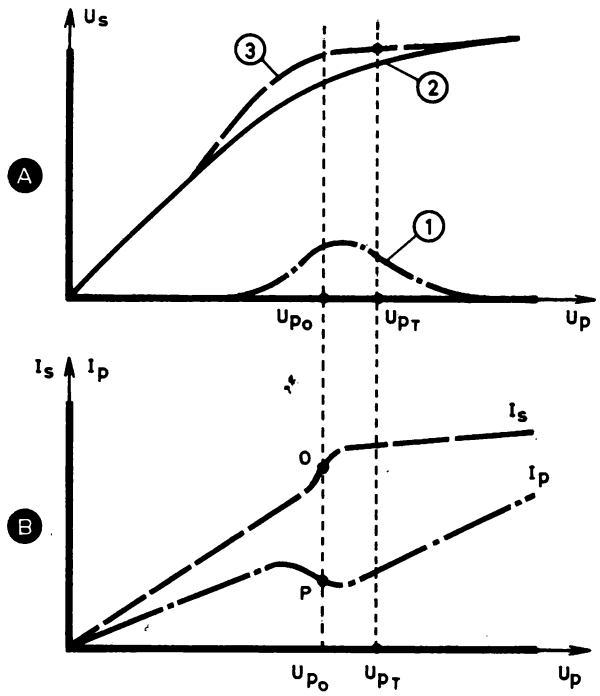


Fig. 21 - Diagrammes de fonctionnement du transformateur accordé.
A - (1) efficacité de résonance du circuit accordé.
(2) courbe normale U_s/U_p sans résonance.
(3) résultante montrant un palier de régulation plus linéaire.
B - I_s : intensité débitée par le secondaire (on remarque la surintensité au point 0). I_p : Intensité primaire (on notera la zone d'anti-résonance au point P).

Le processus de calcul de la valeur exacte de C est fort compliqué si nous tenons compte de chaque paramètre. En particulier, la tension «u_{rs}» (fig. 20) fausserait les règles simples connues en radioélectricité si on se bornait à appliquer les formules relatives au circuit L - C parallèle. L'étude théorique sortant du cadre de ce sujet, nous allons indiquer un moyen pratique de détermination de C, beaucoup plus simple et précis.

Ayant réalisé le transformateur et après l'avoir monté en régulateur simple, plaçons aux bornes de sortie des valeurs croissantes de capacité. Il est alors possible de dresser à partir du banc d'essai proposé figure 20 les courbes de tous les paramètres utiles du montage (fig. 22).

La tension primaire doit être fixée à la valeur normale (en 220 V) et appliquée à l'ensemble résistance série et enroulement primaire du transformateur.

En considérant la courbe du courant I_s, débité par le secondaire du transformateur et qui se trouve être la «surintensité» du circuit accordé «$m^2 L_p$» et «C», il est possible de repérer la valeur de la capacité amenant une résonance à 50 Hz. Il s'agit ici de $C = 0,5\ \mu F$.

On peut remarquer la forme particulière des courbes donnant U_s et I_p lesquelles présentent respectivement

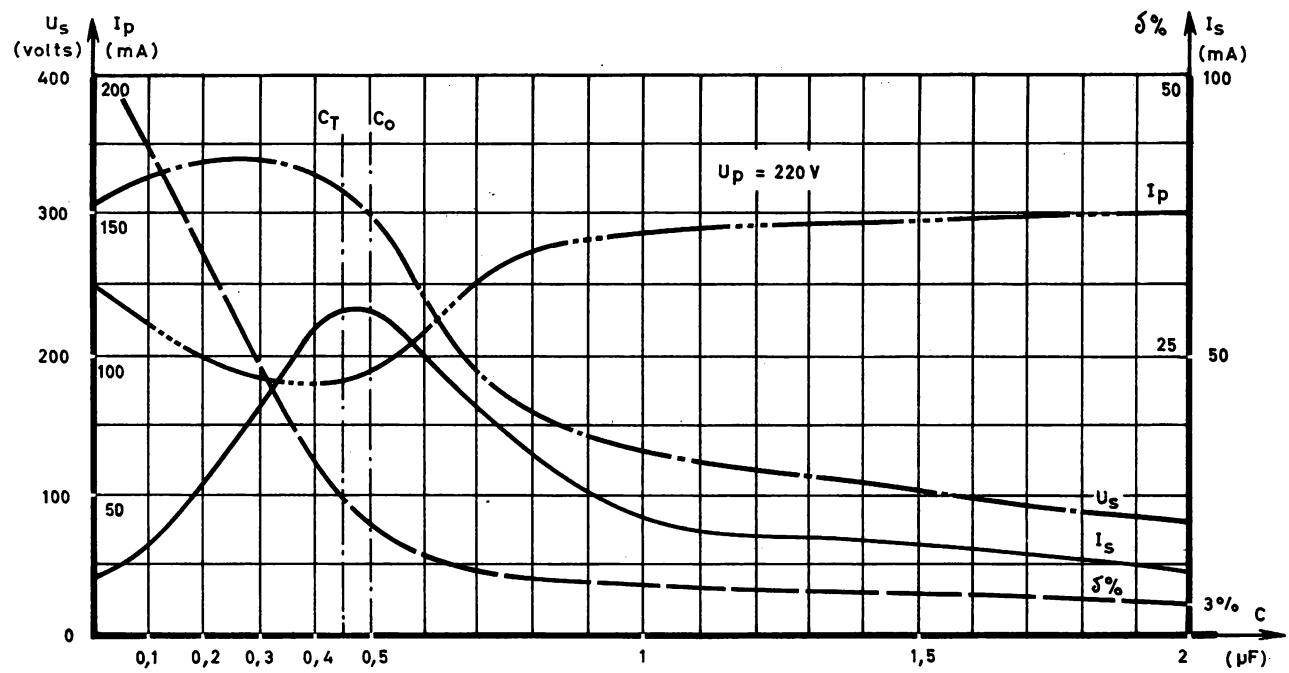


Fig. 22 - Choix de la capacité secondaire et influence sur la tension secondaire, les courants I_p et I_s et la distorsion du signal fourni par le régulateur.

un maximum et un minimum pour des valeurs de capacité différentes de celle créant la surintensité. Ceci provient précisément de la présence de la résistance r_s dans la branche capacitive et aussi dans une certaine mesure des pertes dans le fer. Un point intéressant à noter est la réduction très importante de la distorsion qui, pour une variation de capacité de 0,1 à 0,5 μF passe de 40 % à moins de 10 % (fig. 22).

Du point de vue distorsion, l'amélioration du système présent vis à vis de la solution du chapitre précédent, se fait assez sentir : il suffit de comparer les oscillogrammes *A* et *B* de la figure 19, on peut voir, en effet, que la distorsion passe de 35 % à 12 % lorsque, pour $U_{Secteur}$ = 220 V, la capacité *C* passe de 0 à 0,45 μF.

Par ailleurs, afin de bénéficier amplement de la plage de régulation deux possibilités sont à envisager : soit travailler avec une tension primaire plus importante, soit diminuer la valeur de *C* pour que la résonance ait lieu avec une inductance $m^2 L_p$ plus grande donc pour une tension primaire plus faible.

Dans ce cas, la tension normale de travail reste celle utilisée pour le relevé de la figure 22. La détermination de C_T est assez arbitraire, un tâtonnement et des essais successifs étant, en effet, obligatoires. Notre choix s'est porté sur C_T = 0,45 μF, valeur pour laquelle l'intensité primaire est minimum pour un courant normal dans la charge R_c.

III. 2 - REALISATION PRATIQUE

Un condensateur de 0,45 μF disposé aux bornes de la charge, le même transformateur utilisé précédemment fournira une tension secondaire U_s beaucoup plus indépendante des variations de tension d'alimentation.

Ainsi, à en juger par les essais groupés figure 23, pour une dérive primaire de ± 20 V autour de 220 V la tension aux bornes de la charge ne varie que de 2,5 V maximum autour de 320 V La régulation est assez bonne si l'on considère l'efficacité suivante :

$$E_{ff.} = \frac{\Delta U_p}{U_{po}} \cdot \frac{U_{so}}{\Delta U_s} = \frac{40}{220} \cdot \frac{320}{5} \neq 12$$

Vis à vis du montage sans condensateur, la régulation est relativement améliorée.

Malgré ce léger avantage, le système stabilisateur reste encore médiocre si l'on considère le rendement

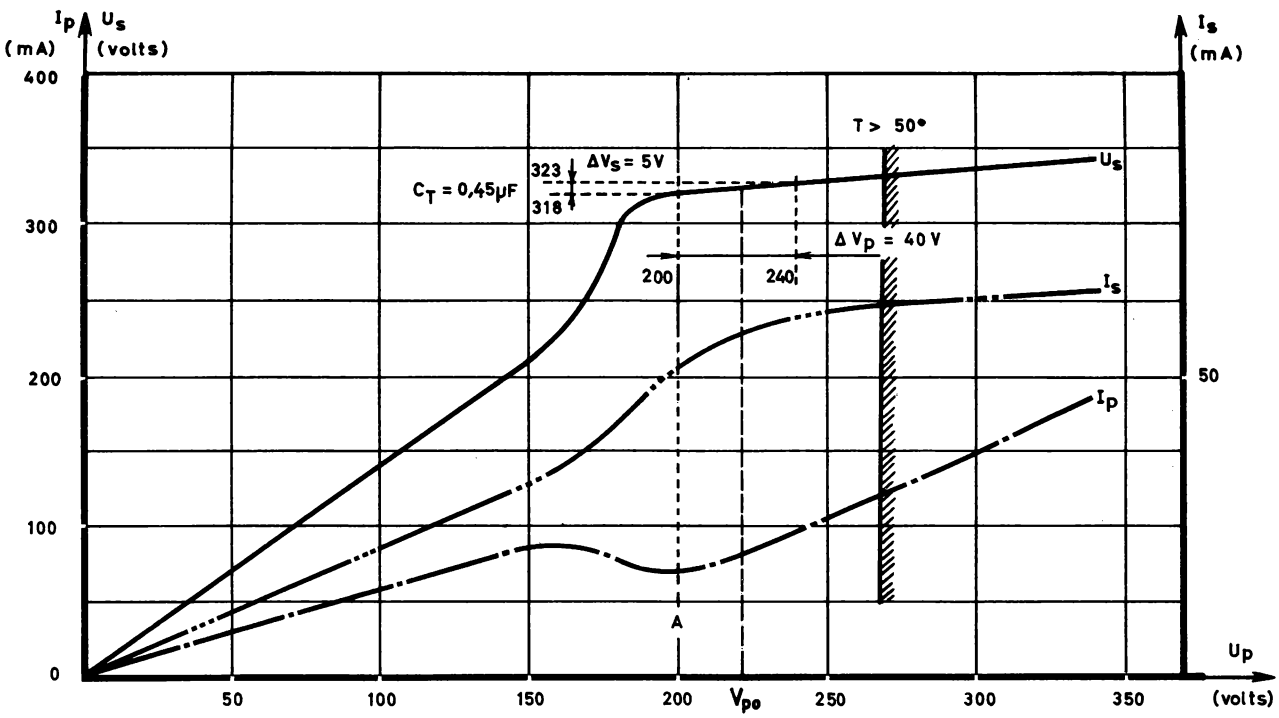


Fig 23 Essais relatifs au montage de la figure 17, mais avec C = 0,45 nF.

en puissance. Le premier moyen qui nous vient à l'esprit pour calculer le rendement est d'effectuer le rapport des puissances primaires et secondaires :

$$\eta_T = \frac{P_s}{P_p} = \frac{U_s\ I_s}{V_{po}\ I_p} = \frac{18\ VA}{19{,}4\ VA} = 93\ \%$$

Ensuite, en considérant uniquement la puissance dissipée dans la charge et la puissance fournie par le secteur :

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_p} = \frac{U_s^2 / R_c}{V_{po}\ I_p} = \frac{3{,}4\ V\ A}{19{,}4\ V\ A} = 17{,}5\ \%$$

Il faut remarquer que le premier rendement ne veut rien dire étant donné, d'une part, que I_s est dû à la surintensité et que, d'autre part, la puissance débitée par le transformateur n'est pas exactement celle consommée par la charge. Seul, le deuxième rendement représente une valeur concrète et correspond réellement au rapport utile de transmission en puissance.

Comparé au chiffre se rapportant au montage sans condensateur, le rendement de l'installation, trouvé maintenant, est légèrement supérieur ; toutefois cette amélioration est encore insuffisante.

Aussi, le présent dispositif de régulation ne trouvera son emploi que dans l'alimentation à très basse puissance comme, par exemple, dans celle de sous-ensembles à un ou deux tubes à faibles débits anodiques.

Pour une meilleure efficacité de régulation il est prévu d'autres dispositifs, comme le système à transformateur compensateur et, pour une alimentation à grande puissance, les montages transformateurs à ferro-résonance.

CHAPITRE IV

Adjonction d'un tube régulateur d'intensité à "fer-hydrogène"

IV. 1 - PRINCIPE DU SYSTEME A TUBE FER-HYDROGENE

Utiliser le tube régulateur d'intensité à «fer-hydrogène» n'est pas, en soi, une solution bien séduisante. Les systèmes «statiques» sont, en effet, de beaucoup préférables.

Toutefois, si l'on considère le régulateur ferro-magnétique, on peut lui reprocher son insuffisance de rendement. La puissance perdue dans la résistance extérieure peut être employée à bon escient lorsqu'on combine le dispositif à «fer saturé» et le tube «fer-hydrogène», ce dernier consommera, en effet, la puissance qui est normalement perdue dans une résistance.

En se rapportant à la caractéristique de conduction d'un tube «fer-hydrogène» Mazda (fig. 24), on peut remarquer l'étendue du palier de régulation :

$$\left.\begin{aligned} U_o \pm \Delta U_{max} &= 40\ V \pm 20\ V \\ I_o \pm \Delta I_{max} &= 0{,}26\ A + 18\ mA \text{ et } - 10\ mA \end{aligned}\right\} \textit{Zone MN}$$

En pratiquant la relation habituelle pour la détermination de la résistance interne de ce tube,

$$R_{tube} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

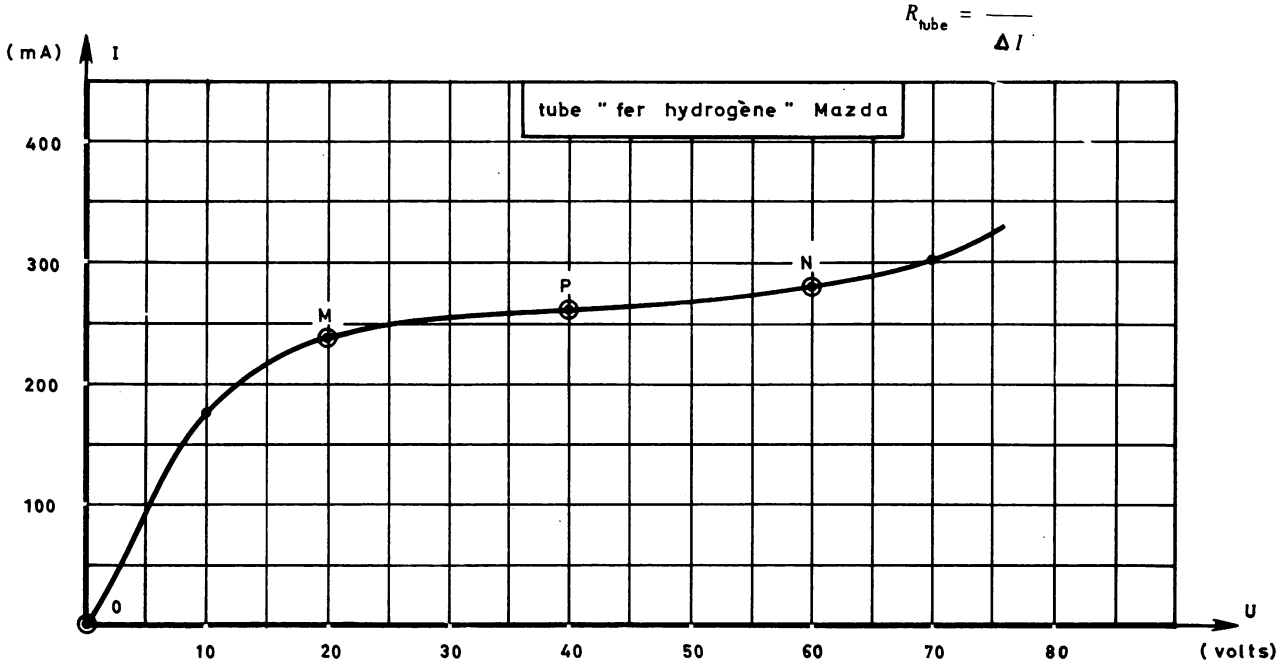


Fig. 24 - Caractéristique I = f (U) d'un stabilisateur d'intensité.

il est assez facile de dresser la courbe de la figure 25. De cette courbe, certaines constatations peuvent être faites. Tout d'abord il apparaît très nettement une bosse avec un maximum prononcé. A la zone de croissance *O M* - dite de «préchauffage» - (fig. 24) il correspond une montée rapide de résistance (zone *A'B'* - courbe de la fig. 25).

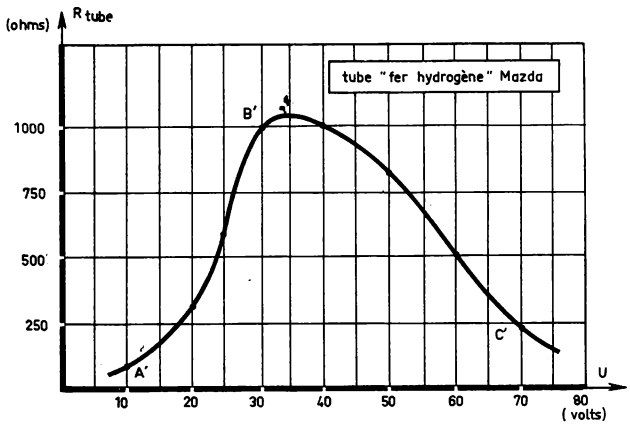


Fig. 25 - Caractéristique $R_{tube} = f_{(U)}$ d'un tube stabilisateur d'intensité.

Cette zone est très intéressante car elle présente ***une résistance croissante lorsque la tension aux bornes s'élève.*** Ce phénomène peut être utilisé à profit avec les phénomènes propres aux systèmes ferro-magnétiques (chapitre précédent) :

Ainsi cette augmentation de résistance s'allie avec la décroissance de l'inductance saturée L_p pour maintenir constante la tension d'utilisation. Cette dernière caractéristique ne peut toutefois s'opérer que si les variations conjuguées de «R_{tube}» et de «L_p» conduisent au résultat souhaité. Il faut reconnaître que cette performance est difficile à obtenir. Ce qui rend, en effet, difficile l'obtention du phénomène valeur, c'est la relative étroitesse de la zone *A'B'* et la proximité de la zone décroissante et inutile *B'C'* (figure 25).

Considérons les avantages comparés du montage régulateur d'intensité avec et sans transformateur saturé.

Le montage sans transformateur est donné figure 26; la charge résistante est fixée à 200 Ω, valeur qui correspond le mieux avec le tube considéré.

La figure 27 nous montre la régulation obtenue :

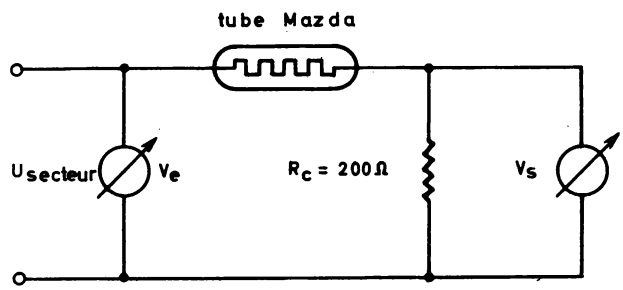


Fig. 26 - Montage utilisant le tube régulateur d'intensité seul (charge résistante).

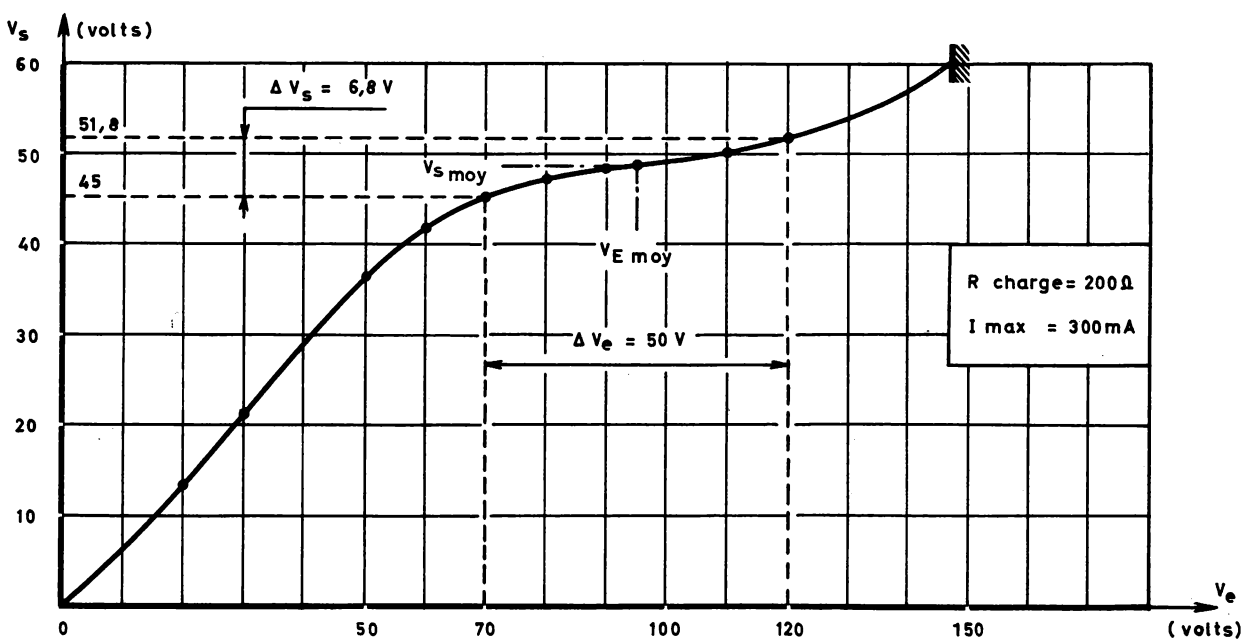


Fig. 27 - Régulation obtenue sans transformateur saturé.

$$Eff = \frac{\Delta U_e}{V_{e\ moy.}} \cdot \frac{V_{s\ moy.}}{\Delta V_s} = \frac{50}{95} \cdot \frac{48,2}{6,8} \# 3,73$$

La courbe nous indique également une plage de régulation ne s'étendant que de :

$$U_{min} = 70\ V$$

à $$U_{max} = 120\ V$$

A la rigueur, on pourrait admettre 60 et 130 V, soit une variation de :

$$\Delta U_{e\ max} = 70 \text{ Volts efficaces}$$

IV. 2 - COMBINAISON D'UN TRANSFORMATEUR SATURE ET D'UN TUBE FER-HYDROGENE

Avec le montage régulateur équipé du tube stabilisateur d'intensité et d'un transformateur saturé judicieusement choisi, on utilise le schéma de la figure 28.

Dans ce cas, il peut être remarqué diverses fluctuations le long de la courbe de régulation (fig. 29).

Dans la zone *OA*, le phénomène est classique, il correspond à la zone de «préchauffage» du tube à «fer-hydrogène» arrivé en *A*, l'action de cette dernière

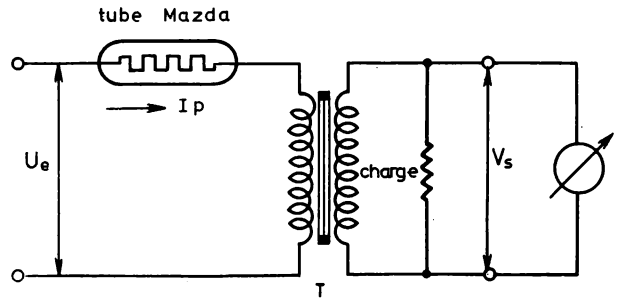


Fig. 28 - Montage utilisant un tube «fer hydrogène» et un transformateur à fer saturé.

lampe se fait sentir : nous arrivons à la région de croissance rapide (à partir de *A'* - fig. 25) de sa résistance interne.

Dans la zone *BC*, il peut apparaître un «fléchissement» de la courbe de la tension de sortie, il est produit par une variation trop rapide de la résistance interne «R_{tube}».

Le phénomène s'inverse lorsque l'augmentation précédente cesse ; nous entrons dans la partie décroissante de «R_{tube}» (partie *B'C'* fig. 25). La tension de sortie peut alors recommencer à augmenter (zone *CD* - fig. 29) jusqu'à ce que le transformateur ait ses tôles tout à fait saturées par l'induction créée par la forte tension aux bornes du primaire (zone *DE*). Dès lors, l'utilisation s'avère impossible car les tôles présentent une température trop grande et, surtout, l'intensité parcourant le

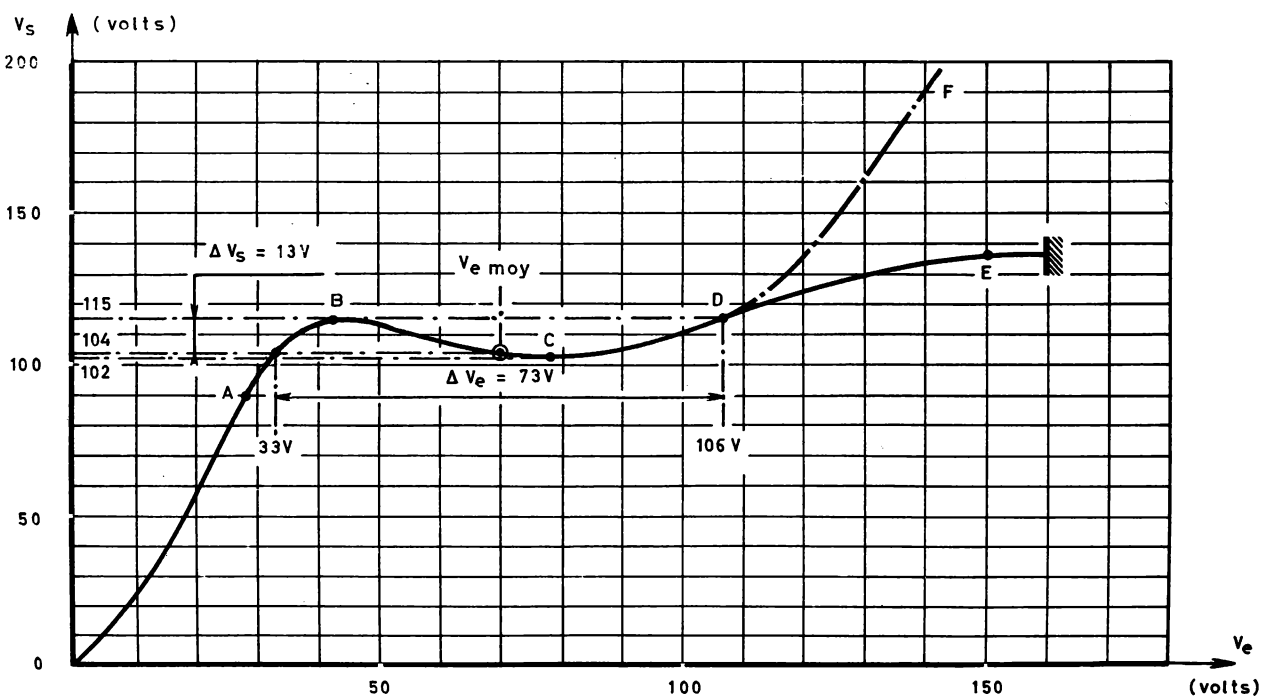


Fig. 29 - Régulation obtenue avec transformateur saturé.

primaire devient dangereuse pour la vie du tube « fer-hydrogène » .

Dans la représentation de la figure 29, il est aussi dangereux de travailler au delà de la zone *CD*; dans notre exemple, la saturation est très rapidement atteinte et importante; c'est ce qui fait l'allure concave de la courbe *DE*.

Il peut, toutefois, se produire une décroissance trop rapide de résistance « R_{tube} »; ceci engendre alors un accroissement d'intensité primaire, ce qui diminue de nouveau « R_{tube} » ce qui abaisse également l'inductance saturée du primaire d'où accroissement du courant précédent etc... etc...

Ce phénomène cumulatif risque de provoquer une remontée rapide de la courbe de régulation (zone *DF*) et, ce qui est plus grave, la détérioration automatique du tube à « fer-hydrogène ». Toutefois, si l'on n'atteint pas la zone dangereuse, la régulation obtenue est avérée relativement acceptable :

$$E_{ff} = \frac{\Delta V_e}{V_{e\ moy}} \cdot \frac{V_{s\ moy}}{\Delta U_s} = \frac{73}{70} \cdot \frac{108}{13} = 8{,}7$$

contre 3,73 avec le système simple.

D'autre part, il faut remarquer que la régulation commence pour des tensions primaires très faibles ($V_{e\ min}$ = 33 V) ce qui permet d'étendre le fonctionnement à des dispositifs spéciaux fluctuant beaucoup : Le système convient tout à fait comme « intégrateur » de variations lentes (servomécanisme).

CHAPITRE V

Technologie et réalisation des transformateurs à haute induction

V.1 - GENERALITES

La réalisation du transformateur entrant dans la constitution des régulateurs à fer saturé doit s'effectuer en deux temps. En effet, avant d'étudier selon une méthode rigoureuse le transformateur proprement dit, il faut définir les trois paramètres essentiels qui sont la tension primaire, le courant dans la charge et surtout l'induction de travail. De ces trois facteurs, le premier est le plus délicat à choisir étant donné le fait qu'il est fonction du secteur et de la résistance R_{ext} disposée en série avec le primaire. Il est nécessaire d'établir un compromis satisfaisant des deux conditions ce qui suppose immanquablement quelques tâtonnements. Le point de repère sera la relation suivante :

$$R_o = \frac{\vec{U}_p - \vec{U}_L}{I_p} = \frac{L_{po}\ \Delta U_p}{I_p\ \Delta I} - \frac{\Delta R}{\Delta I}\ I_p$$

... formule établie précédemment (chapitre 2).

En vulgarisant cette relation plutôt complexe, disons que la résistance à placer en série avec l'enroulement du transformateur doit correspondre *à la fois* à la résistance critique assurant la meilleure régulation et à la résistance déterminant aux bornes du primaire une tension valable. Cette tension pourra être jugée valable si elle crée dans le circuit magnétique l'induction choisie. Rappelons que c'est cette induction qui fixe la valeur de L_{po}.

Généralement la tension optimum aux bornes du transformateur est voisine de celle à disposer aux bornes de R_{ext}. En conséquence, comme point de départ on admettra la grossière approximation suivante :

$$U_p = \sqrt{2}.\ U_L$$

Cette relation fait évidemment abstraction du déphasage entre les deux tensions.

Le choix de l'induction de travail découle de l'observation de la figure 30, laquelle provient du rapport B/H calculé à partir des graphiques fondamentaux établis, pour divers types de tôles, figure 31.

Ce choix doit porter sur une valeur correspondant à un régime saturé des tôles et aussi, doit satisfaire aux conditions relatives à la figure 2 (pente de L_p normale). Les valeurs d'inductions normales sont comprises entre 1,4 et 1,8 tesla* suivant la qualité des tôles.

Maintenant, ayant en notre possession la tension primaire approximative et l'induction nous pouvons calculer aisément, semble-t-il, le transformateur. Toutefois, ayant effectué une compilation importante dans le but de réunir le plus de documentation sur le sujet précis, les recherches se sont révélées dans l'ensemble assez infructueuses.

Le calcul des transformateurs industriels s'effectuent en effet presque toujours à induction constante et fixée à B_{max} = 1 tesla. Or pour certains types de tôles, il faut atteindre des chiffres de 1,6 tesla pour travailler dans la bonne zone de saturation**. Il va sans dire

* soit 14 000 et 18 000 gauss

** De plus, toutes les théories usuelles ne tiennent pas compte de la température des tôles ! !

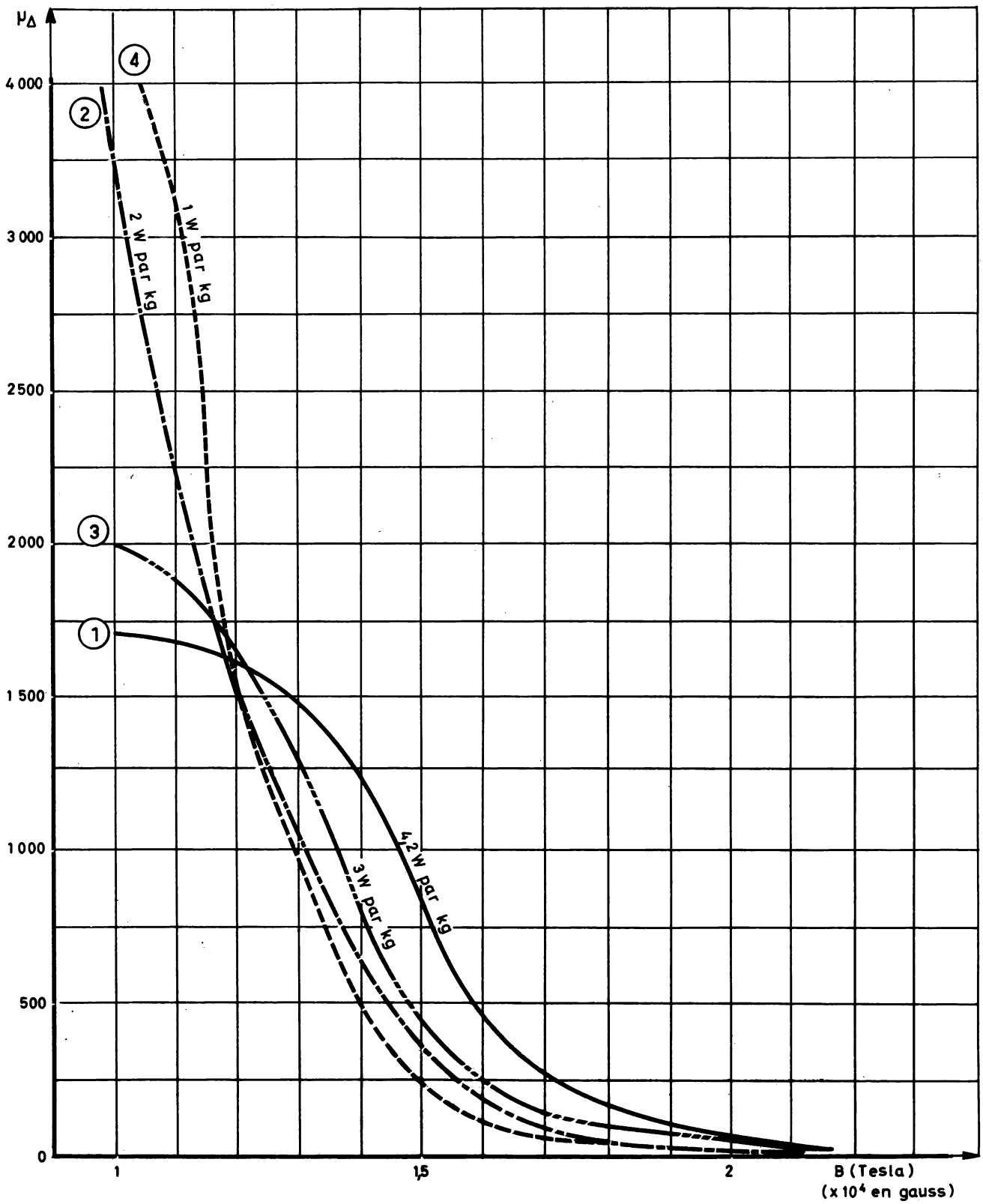


Fig. 30 - Courbe de la perméabilité relative dynamique pour divers types de tôles. Epaisseur 50/100e - 1 tôle ordinaire UTE 360, 2 tôles spéciales Firminy 2W/kg. Epaisseur 35/100e - 3 tôles «dynamo» UTE 300, 4 tôles «haute perméabilité» 120 UTE.

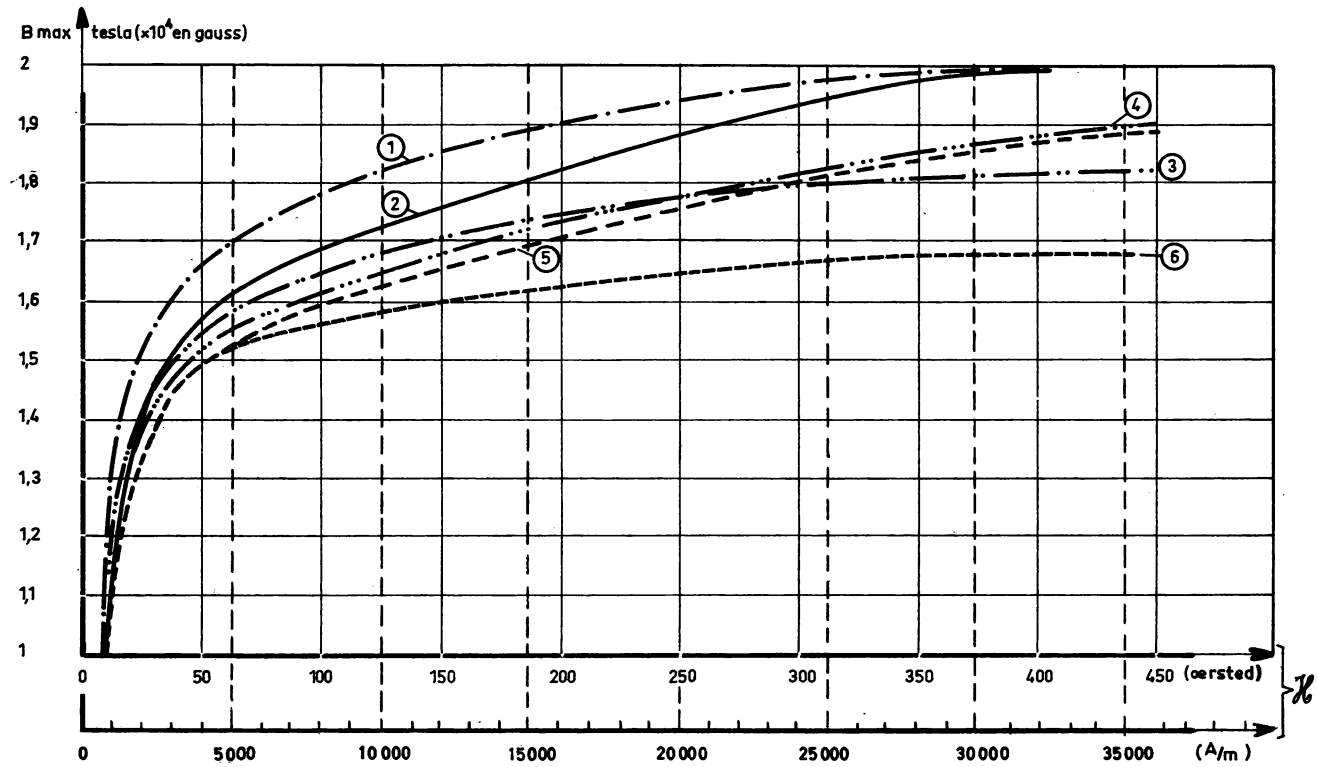


Fig. 31 - Courbes des inductions B/H pour différents types de tôles usuelles.
1) tôles ordinaires n° 360 UTE 50/100e (4,2 W/kg).
2) tôles «dynamo» n° 300 UTE 35/100e (3W/kg).
3) tôles «Sylcor» 4 USA-normes JAN 36/100e (3W/kg).
4) tôles spéciales «Firminy» n° 220 sp UTE 50/100e (2W/kg).
5) tôles spéciales n° 120 UTE 35/100e (1W/kg).
6) tôles «Super stalloy» USA-normes JAN 36/100e (1W/kg).
Nota : 1 œrsted = 79,6 ampère/mètre ≠ 80 A/m.

que les deux détails précédents faussent véritablement les abaques habituels. En conséquence, nous avons été amenés à généraliser la théorie et à établir une monographie plus adaptée à notre problème tout en restant utilisable dans tous les domaines.

V. 2 - METHODE RIGOUREUSE DE CALCUL DE TRANSFORMATEURS

Cette théorie repose sur la formule de base suivante :

$$N = \frac{E \cdot 10^4}{4{,}44 \cdot f \cdot B_{max} \cdot S} \qquad (1)$$

Avec E : tension efficace en volts de l'enroulement,

f : fréquence du signal, en hertz,

B_{max} induction de crête, en tesla (10000 gauss)

S : section en centimètres carrés* de la coupe du noyau magnétique.

On peut modifier aisément cette formule en considérant seulement le nombre de tours par volt pour 1 cm² de section de noyau et pour une fréquence de 50 Hz. Elle devient la formule pratique suivante :

$$N/E = \frac{10^4}{222\ \eta\ B_{max}} \qquad (2)$$

En considérant N/E en nombre de tours par volt/cm² et en introduisant le facteur compensateur η égal au rendement d'empilage des tôles.

Ce facteur η est fonction de la concentration métallique du noyau magnétique, autrement dit de l'intervalle existant entre chaque tôle. Si cet intervalle est réduit à sa plus simple expression (tôles exemptes de rouille et vernissées, puis pressées,), on atteint un rendement approximatif de :

$$\eta \neq 80\ \%$$

*Nous avons choisi ce sous multiple du mètre étant données les faibles dimensions des transformateurs utilisés en radio-électricité courante

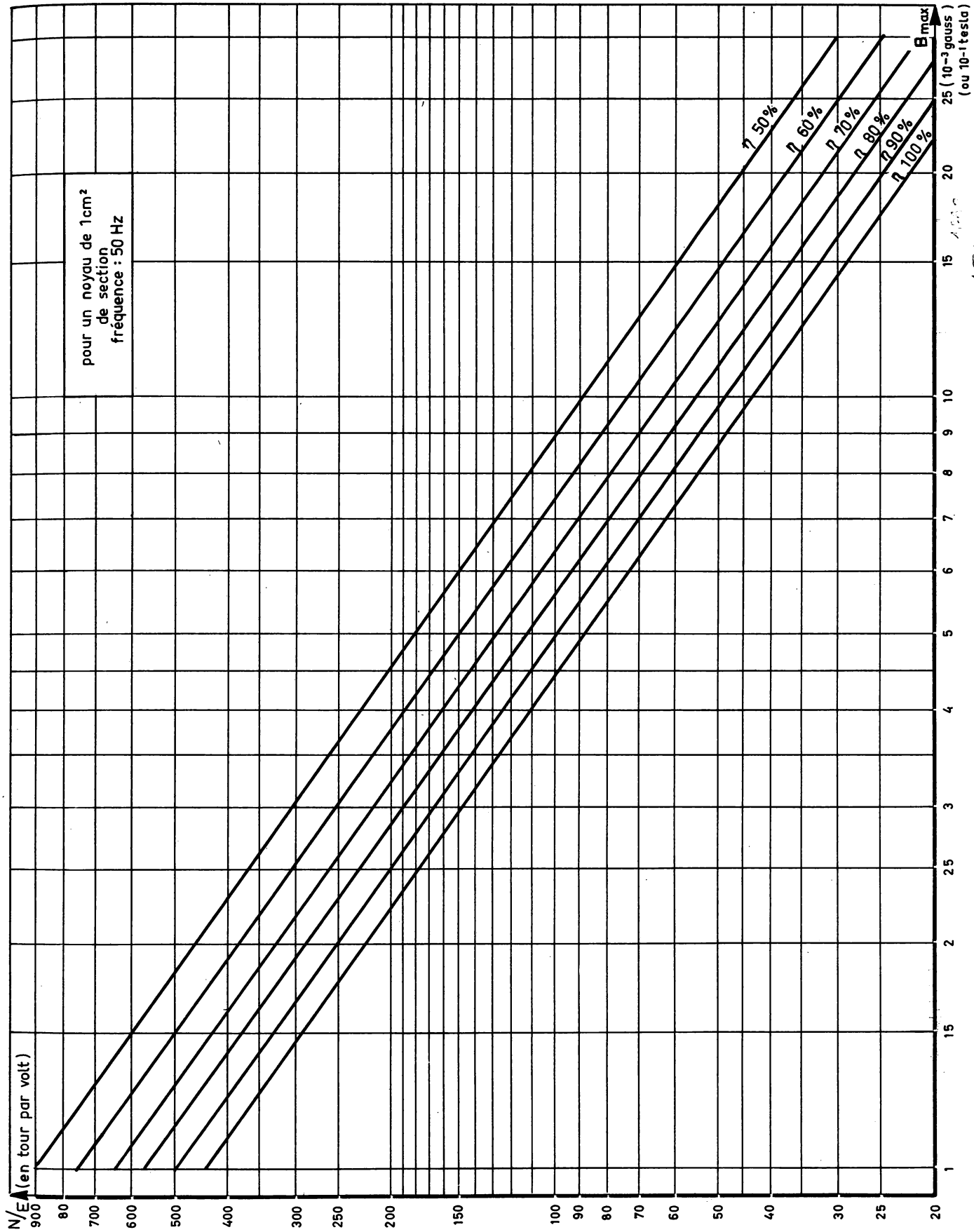


Fig. 32 - Courbe du nombre de tours par volt de l'enroulement considéré en fonction de l'induction des tôles et pour divers rendements.

Ce chiffre sera choisi par exemple pour des réalisations neuves du matériel propre.

L'application de la formule (2) conduit à l'abaque de la figure 32 donnant le nombre de spires unitaires pour différentes inductions exprimées en gauss. Le paramètre employé est le « rendement d'empilage » des tôles η.

Toutefois, il faut signaler que cette courbe est universelle si l'on considère le paramètre η comme étant le rendement global :

$$\eta_G = \eta_{E.T.} \cdot \sqrt{\eta_P}$$

η_{ET} correspondant à l'empilage des tôles et η_p, au facteur de pertes dans le fer et dans le cuivre :

$$\eta_p = \frac{P_s}{P_p}$$

(voir aussi sa détermination approximative pages suivantes)

Pour un auto-transformateur, on ne peut pas dissocier les deux expressions et on ne considère que le rendement global η_G. On pourra, alors, utiliser avec profit l'abaque simplifié de la figure 33, où le paramètre est maintenant l'induction maximum B_{max}.

En conclusion, le nombre de spires par volt pour une section de 1 cm² sera déterminé pour le primaire en prenant pour paramètre η_{ET} et, pour le secondaire, en calculant η_G.

On pourra également appliquer la relation :

$$n_s^{\frac{T}{V}} = \frac{n_p^{\frac{T}{V}}}{\sqrt{\eta_p}}$$

Pour obtenir finalement le nombre de spires secondaires, on effectuera le produit de n_s, de la section S et de la tension secondaire.

Les courbes précédentes sont données pour une section de 1 cm². Pour une carcasse plus grande, on divisera les résultats trouvés par la valeur de section choisie.

Cette valeur n'est pas quelconque, elle est fonction de la puissance demandée par la charge selon une formule quasi-empirique :

$$S^2 = \alpha P_{utile}$$

α est un nombre situé entre 1 et 1,5 suivant le type de tôle, l'épaisseur, la qualité, etc ...

Il est conseillé les chiffres suivants :

α = 1,14 *norme française*

α = 1,34 *norme américaine*

... pour les tôles courantes.

La courbe de la figure 34 détermine une surface dans laquelle sera choisie la section du noyau magnétique. en fonction de la puissance débitée par le transformateur.

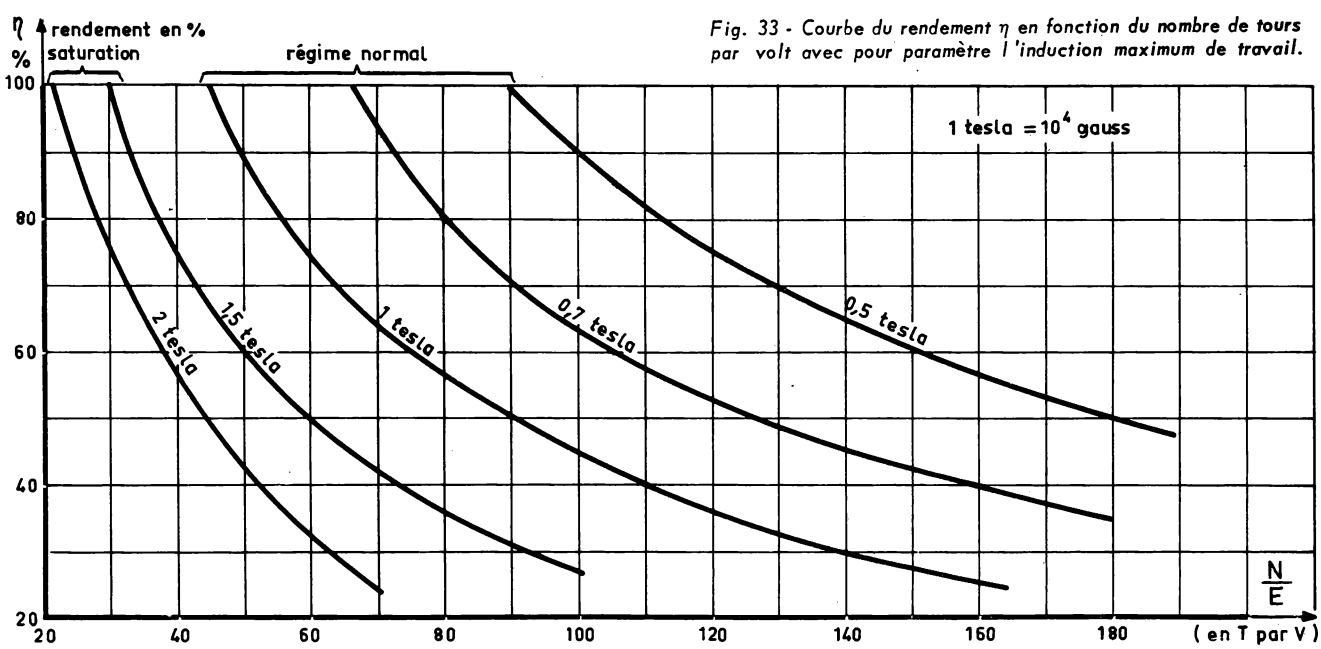


Fig. 33 - Courbe du rendement η en fonction du nombre de tours par volt avec pour paramètre l'induction maximum de travail.

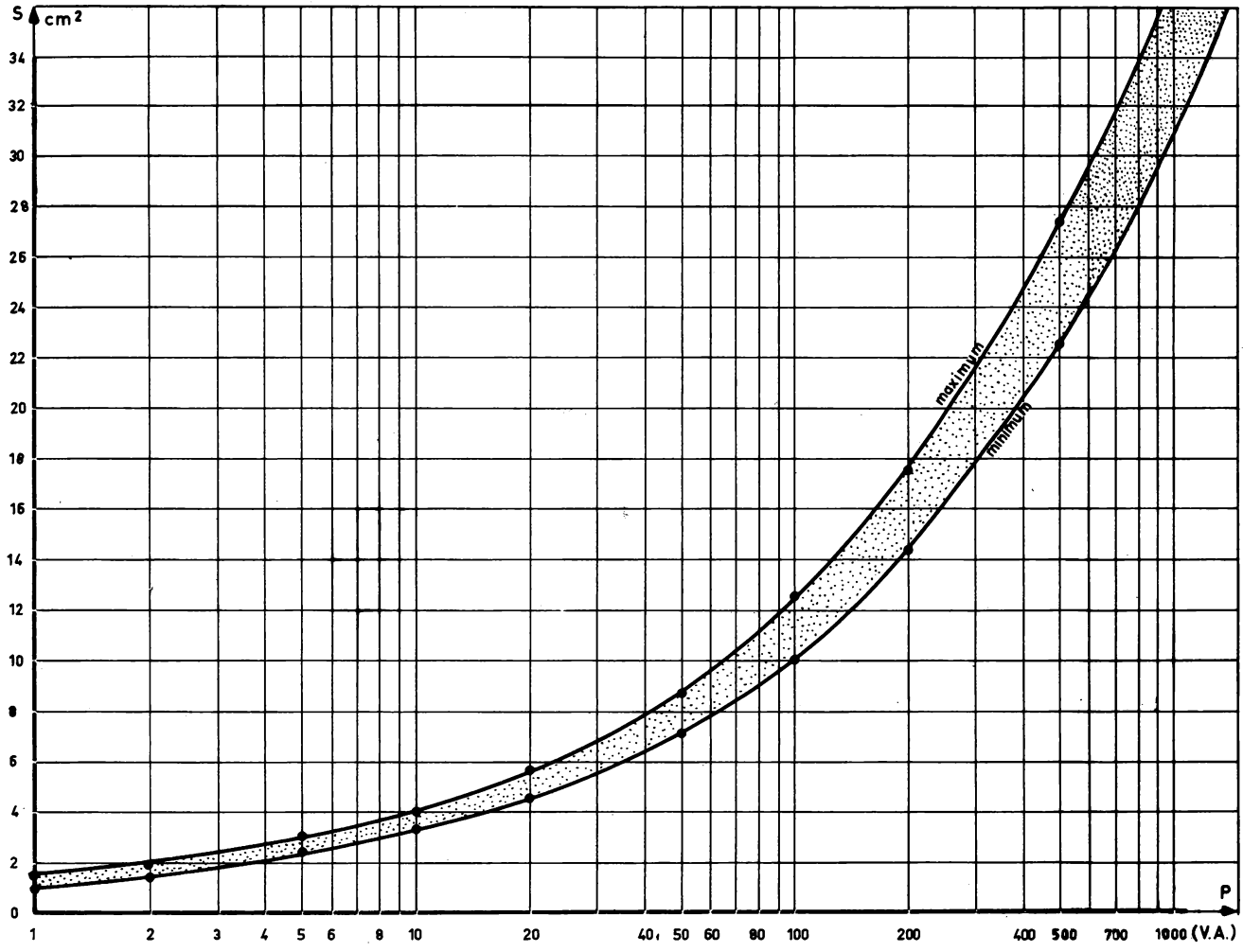


Fig. 34 - Courbes donnant l'intervalle dans lequel doit être choisie la section du noyau magnétique pour une puissance donnée.

Cette surface délimite l'intervalle répondant aux écarts de qualité des tôles usuelles. La valeur minimum correspond au facteur $\alpha = 1$ tandis que la limite maximum se rapporte au coefficient $\alpha = 1{,}5$.

En somme, cela veut dire qu'apparemment la valeur de la section du noyau n'est pas très critique.

En réalité, l'origine complexe de la grandeur α confirme l'arbitraire de la relation précédente et de ses conséquences.

Au contraire, il serait normal de définir la température de fonctionnement, qui est en rapport avec la dissipation des tôles, et de trouver plutôt une expression introduisant la surface de refroidissement optimum.

Pour les tôles de fer au silicium, la courbe de la figure 35 donne la puissance dissipée par unité de surface de refroidissement en fonction de la température de fonctionnement. Ainsi, pour 40° *C*, chiffre normal pour les transformateurs usuels, les pertes totales (fer+cuivre) ne doivent pas dépasser 5,1 watts pour une surface de tôle de 1 décimètre carré.

Enfin, on démontre que, pour une surface de refroidissement : « *A* », donnée en rapport avec les pertes totales du transformateur, et pour une « jambe » centrale de longueur *l*, la hauteur d'empilement des tôles est égale à :

$$h = \frac{A}{11\,l} - 0{,}7\,l \qquad (3)$$

Cette formule est établie pour des tôles « standardisées *JAN* made in *USA* ». Toutefois, pour des normes françaises, elle reste valable à quelques % près, ceci, même pour des tôles spéciales à haute perméabilité (tôle 1,8 W/kg Firminy).

Au contraire, si la hauteur d'empilement est connue, ce qui est souvent le cas, puisqu'elle découle de la section de la jambe centrale, fixée par la puissance du transformateur, la formule suivante permet d'obtenir l'aire normale de refroidissement de la carcasse :

$$A = 11\, l\, (h + 0{,}7\, l) \qquad (4)$$

Alors, à l'inverse, du cas précédent, la courbe de la figure 35 donnera le facteur

$$w_A = \frac{W}{A} \ ,$$

Pour une température des tôles choisie selon le matériau utilisé (précisément, selon son attitude à supporter la température et, par conséquent, suivant son imprégnation)

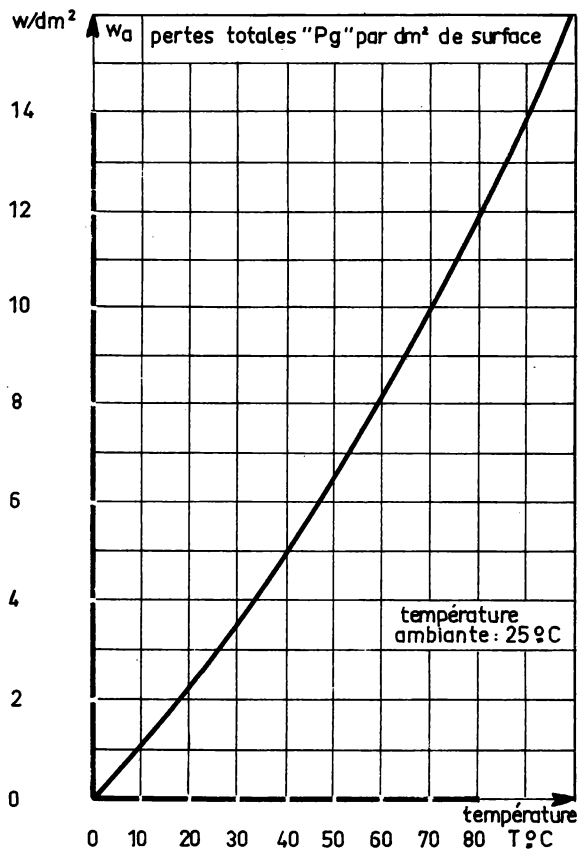


Fig. 35 - Courbe donnant la température des tôles en fonction de la puissance dissipée par décimètre cube de surface de refroidissement (tôles de fer laminées au silicium).

Ainsi, si la température du transformateur ne doit pas dépasser 70° - ce qui est un maximum - le rapport précédent s'élèvera selon la figure 35 à :

$$w_A = \frac{W}{A} = 10 \quad W/dm^2$$

L'application de la formule (4) donnant l'aire A, la puissance totale perdue par effet Joule dans le transformateur ne dépassera pas la valeur :

$$W_{Totales} = w_A \cdot A \qquad (5)$$

Au constructeur de choisir un diamètre de fil approprié et une qualité des tôles judicieuse pour limiter les pertes totales à la valeur fixée par la relation (5) .

Mais revenons à la formule (3) ...

Fréquemment, on choisit la qualité des tôles en fonction de toutes autres contingences : en effet, très souvent, c'est le magasinier qui impose le choix des disponibilités. Aussi, on suivra un processus de calcul différent.

En conclusion, il suffira de déterminer les pertes globales dans le fer et dans le cuivre. La figure 36 propose des courbes établies pour divers types de tôles et nous donne les pertes dans le fer. Pour les pertes ohmiques, une estimation doit être faite car on ne peut les calculer à l'avance. On pourra toutefois envisager des approximations successives.

Un repère commode peut être noté : si l'on veut obtenir un rendement optimum il faut s'efforcer d'égaler les pertes dans le cuivre et celles dans le fer ; toutefois, dans notre application, l'induction est importante et les pertes aussi. Cette condition ne pourra être appliquée et sera abandonnée de l'égalité habituellement employée pour le calcul des transformateurs normaux :

$$P_{cu} \neq P_{fe} \text{ à } B_o = 1 \text{ tesla (10000 gauss)}$$

B_o étant une induction pour laquelle les tôles ordinaires ne sont pas saturées.

Connaissant les pertes globales on peut déterminer maintenant d'une part le rendement électrique global :

$$\eta_p = \frac{P_s}{P_s + P_t}$$

et d'autre part l'aire de refroidissement normale de la carcasse :

$$A = \frac{P_t}{P_g} \text{ en } dm^2$$

Avec P_g donnée en fonction de la température par l'abaque de la figure 35.

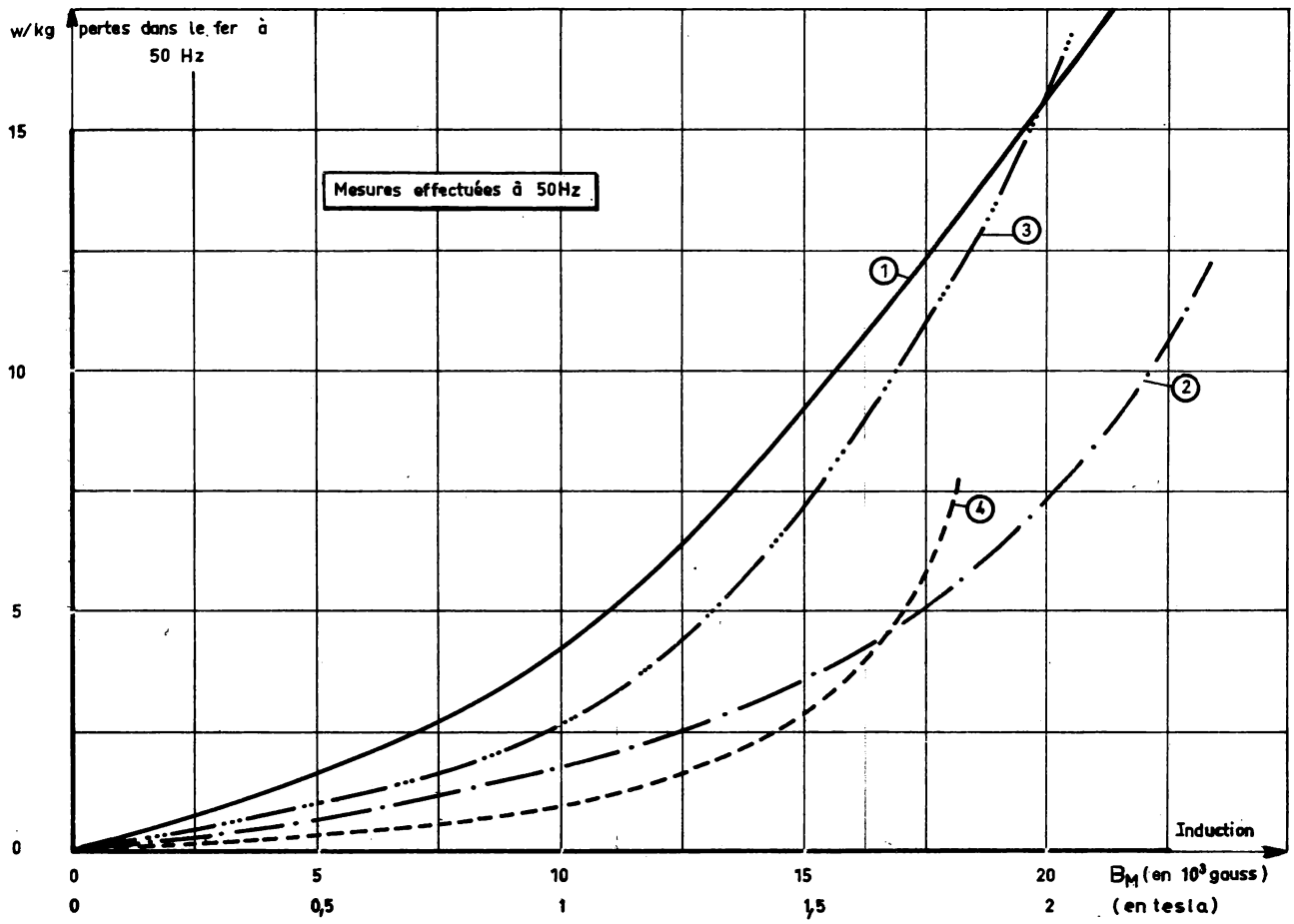


Fig. 36 - Courbe des pertes totales en watts pour 1 kg de tôle en fonction des tôles.
1) tôles ordinaires n° 360 UTE 50/100e.
2) tôles spéciales «Firminy» «2W/kg» -50/100e.
3) tôles Sylcor 4 USA «3W/kg» - 35/100e.
4) tôles «Super Stalloy» USA «1W/kg» -35/100e.
et tôles n° 120 UTE 35/100e

Maintenant l'application de la formule (3) est possible. Quant à la suite du calcul des caractéristiques, elle est classique et l'on pourra employer la méthode habituelle des manuels.

Nous verrons d'ailleurs dans l'application pratique suivante le processus employé classiquement .

V. 3 - REMARQUES

1) La longueur de la jambe centrale devant être connue, on se donnera un type de tôle.

2) Pour les tôles de format normalisé *UTE* en « *E* », le poids total de la carcasse métallique est donné par la relation : Poids = $6\ d\ h\ a^2$ en grammes (6)

Avec d = densité = 7,8 pour les tôles ordinaires à 1 % de silicium.

V. 4 - CONCLUSIONS

Le transformateur étant ainsi calculé, il est assez facile de déterminer l'inductance L_p sachant que celle-ci est fonction des deux enroulements (voir au début, fig. 1) et que ces derniers ont pour valeur de self :

$$L = \frac{4\ \pi\ N^2\ S\ \mu_\Delta}{10\ l_M} \qquad (7)$$

(voir aussi chapitre XVI)

Avec « μ_Δ » donné par la figure 30 et « l_M » défini comme étant la longueur de la ligne moyenne du circuit magnétique, essentiellement fonction du type des tôles employées.

En résumé, la formule précédente peut se mettre sous la forme suivante : $L = K\ \mu_\Delta$

... μ_Δ étant la seule variable.

De ce fait, le calcul de la courbe de l'inductance saturée en fonction de la tension aux bornes s'est donc avéré possible et permet une prédétermination assez rigoureuse du système régulateur.

Il est toutefois fort conseillé de prévoir des prises d'ajustement au primaire afin de compenser les éventuels écarts de performance des tôles.

CHAPITRE VI

Exemple de réalisation pratique d'un transformateur saturé

VI. 1 - AFIN DE RENDRE PLUS CLAIRE L'APPLICATION DE LA THEORIE PRECEDENTE, ETUDIONS MAINTENANT UNE REALISATION PRATIQUE

- Pour justifier l'exemple choisi comme base de cette étude, il faut relater, ici, les circonstances qui nous ont conduits à l'élaboration d'un tel transformateur : certains voltmètres électroniques munis de sondes U.H.F. sont très sensibles aux fluctuations du secteur ; de plus, beaucoup de marques présentent encore une alimentation secteur sur 110 V alors que le standard actuel est de 127 V ; il s'en suit évidemment une consommation prohibitive de lampes « Gland » dont sont constitués ces sondes U.H.F.! Pour «limiter les dégats», il convient de prévoir un système abaissant et régulant quelque peu le secteur ; c'est le but de notre transformateur dont le montage et ses caractéristiques sont résumés par la figure 37.

Comme on peut le voir, le branchement est simple et les dimensions et le poids sont réduits étant donné la faible puissance du transformateur utilisé. Une remarque toutefois : la présence du condensateur C est accessoire, il n'a qu'un rôle de filtre destiné à supprimer, dans une certaine mesure, la présence d'harmoniques résultant de la distorsion du signal.

Il risque de se produire une légère surtension ; toutefois, l'amortissement de la charge et celui, rapporté au secondaire, du secteur sont importants et l'influence doit être faible.

Afin d'avoir une résistance «R_{ext} de grandeur convenable nous choisissons un secteur primaire de 220 Volts.

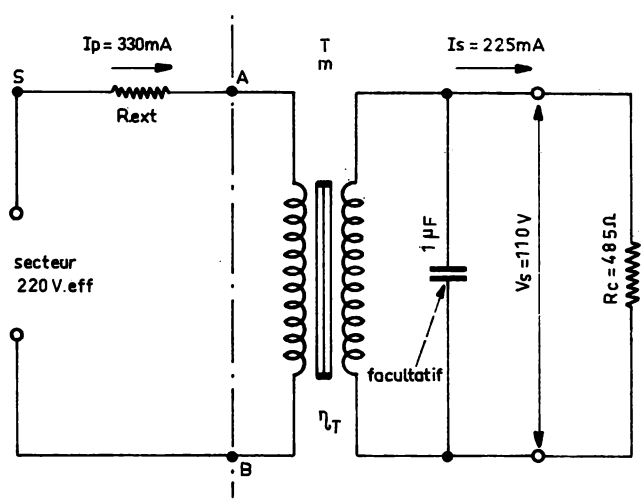
Admettons a priori une tension «U_L» de 120 volts, ce qui nous donne pour «U_{AS}» la valeur approximative suivante :

$$U_{AS} \approx \sqrt{\overline{220}^2 - \overline{120}^2} \neq 185 \text{ V}$$

Cette relation suppose, on le rappelle, des tensions «U_L» et «U_{AS}» en quadrature ce qui n'est pas tout à fait exact. En admettant, comme valable la tension U_{AS} = 185 Veff la résistance extérieure pourra atteindre la valeur :

$$R_{ext} = \frac{185}{0,33} \neq 560\ \Omega$$

Ceci suppose toutefois la connaissance du courant primaire et d'approximer le rendement, au préalable.



U_{AB} = 120 V ; $R_{ext} \neq 560\Omega$; $U_{AS} = \sim 185$ V ;
P_s = 25 W ; P_p = 40 W ; η_T = 63 % ; $m = \frac{N_s}{N_p} = 1\,2$

Fig. 37 - Branchement du transformateur saturé destiné à alimenter un voltmètre électronique consommant 225 mA.

Le travail sera, en somme, de rendre compatibles les performances du transformateur avec les estimations précédentes.

L'étude présente consistera seulement en la détermination de ces performances.

VI. 2 PROJET DU TRANSFORMATEUR

- Les caractéristiques sont indiquées figure 37 . Nous choisirons des tôles ordinaires n° 360 à 1% de silicium de format *E* 6 sub-standard profilé par les forges et aciéries de *Firminy*. Les détails de la carcasse magnétique sont indiqués figure 38.

- Le rendement étant de beaucoup fonction de l'induction de travail, on aura intérêt à limiter la grandeur de cette induction.

- En considérant les figures 30, 31 et 33, notre choix se portera sur une valeur maximum de 18000 gauss. (1,8 tesla). Nous nous trouverons déjà dans une partie avancée du palier de saturation sans pour cela apporter des pertes dans le fer prohibitives (fig. 36)

- Pour cette induction, la figure 36 nous donne des pertes dans le fer égales à :

$$P_{fe} = 13 \text{ W} / K_g \quad \text{(courbe 1)}$$

Il faut déterminer le poids présumé de la carcasse et, pour ce faire, estimons la hauteur d'empilement et appliquons la formule suivante : poids = 6 dha^2, admettons, pour débuter, une section rectangulaire :

$$Poids = 6 \text{ d h a}^2 = 6.7{,}8 \text{ . } 2{,}8^2$$

$$Poids \approx 1 \text{ kg}$$

Les pertes dans le fer s'élèvent donc à 13 W. En respectant la condition empirique de bon fonctionnement . $P_{cuivre} = P_{fer}$ à 1 tesla, pour les tôles ordinaires, on aura, environ: $P_{cuivre} = 4{,}2$ W pour 1 kg . Les pertes totales seront donc égales à : $P_{totales} = 17{,}2$ W . Ces pertes sont importantes, aussi la température de fonctionnement dépassera la valeur normale de 40°. Admettons 50° maximum. La courbe de la figure 35, donne pour ce chiffre

$$\frac{P}{A} = 6{,}7 \text{ W} / \text{dm}^2$$

L'aire de refroidissement correspondante sera :

$$A = \frac{17,2}{6,7} = 2{,}56 \text{ dm}^2$$

Pour le type de tôle E_6 (fig. 38), la hauteur conseillée d'empilement se montera à :

$$h = \frac{A}{11\,l} - 0{,}7\,l = \frac{256}{11.4{,}2} - 0{,}7 \text{ . } 4{,}2 \neq 2{,}6 \text{ cm}$$

CONCLUSION : Le choix primitif de h = 2,8 cm était ainsi judicieux puisqu'en définitive cela doit correspondre à une température de fonctionnement inférieure à celle qu'on s'est fixée. Ainsi : Pour h = 2,8 cm, $A = 270$ cm^2 et pour $P_{totales} = 17{,}2$ W, la courbe de la figure 35 donne : $T = 48°\ C$

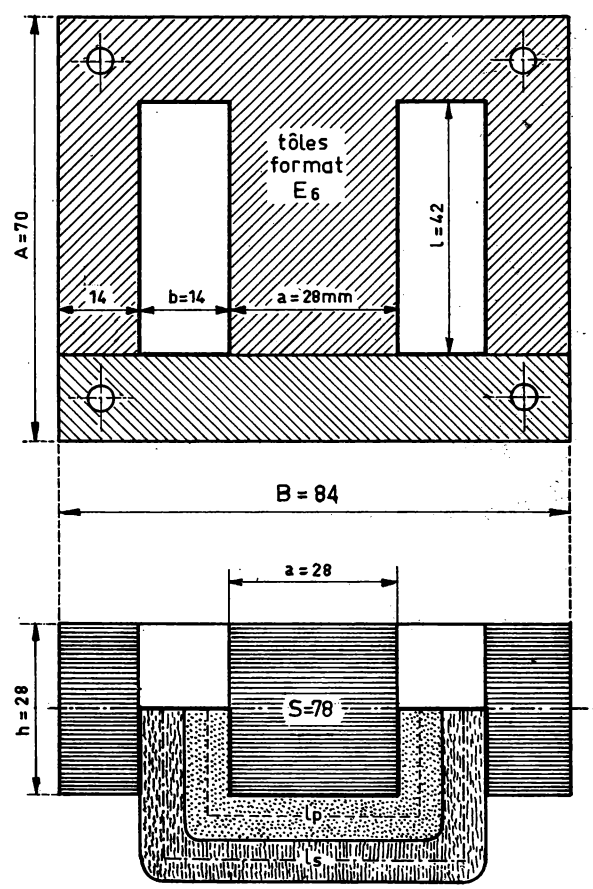


Fig. 38 - Détail de la carcasse magnétique.
Montage : tôles croisées sans entrefer.
Spire moyenne du primaire l_p = 14 cm
Spire moyenne du secondaire $l_s \neq 20$ cm.

- En conséquence la hauteur d'empilement s'élèvera bien à : $h = 28$ mm

et la section du noyau à

$$S = 780 \text{ mm}^2$$

- Nous allons maintenant déterminer le nombre de spires de l'enroulement primaire.

Pour $B_{max} = 1{,}8$ tesla (18000 gauss) et pour un rendement d'empilement fixé à 80 % (tôles neuves), la courbe de la figure 32 nous donne :

$n_p \approx 30$ tours par volt et par cm²

et pour $E_p = 120$ V et $S = 7{,}8\,\text{cm}^2$:

$$N_p = E_p \frac{n_p}{S} = 460 \text{ spires}$$

Ce qui fait 3,84 tours par volt.

Calculons le rendement électrique global :

$$\eta_p = \frac{P_s}{P_s + P_t} = \frac{25}{25 + 17{,}2} = 60\ \% \text{ environ}$$

Le nombre de tour par volt secondaire s'élèvera donc à :

$$\frac{N_s}{E_s} = \frac{N_p}{E_p \sqrt{\eta_p}} = \frac{460}{120 \sqrt{0{,}6}} \# 5 \text{ tours par volt}$$

Soit évidemment $N_s = 550$ spires

- Le même résultat aurait été donné par la courbe de la figure 32 en prenant pour paramètre $\eta_G = \eta_{ET} \cdot \sqrt{\eta_p} \simeq 62\ \%$ et où l'on trouverait : $n_s = 39$ tours par volt et pour 1 cm² de section .

- Le rapport de transformation à vide s'élève à :

$$n_o = \frac{N_s}{N_p} = \frac{550}{460} \# 1{,}2$$

- On peut maintenant calculer le diamètre du fil employé:

$$\phi \# \sqrt{\frac{S_f}{a_F (N_p + N_s)}}$$

avec S_F = surface de la fenêtre de la tôle = $b \times l$

a_F = facteur de foisonnement = 1,5 à 3

Cette formule est employée normalement pour les auto-transformateurs ; toutefois elle peut être appliquée ici si l'on utilise le même fil pour les deux enroulements.

Avec $S_F = b.l = 590$ mm² et $N_p + N_s = 1010$, on aura successivement dans les deux cas extrêmes :

Pour $a_F = 1{,}5$, $\phi\ max \# 60 / 100$e

Pour $a_F = 3$, $\phi\ min \# 40 / 100$e

- Dans notre réalisation il a été choisi du fil de cuivre de diamètre différent pour les enroulements primaires et secondaires. Ceci permet en effet d'équilibrer l'enroulement respectif de chaque enroulement et de faciliter le calcul de la «spire moyenne».

On trouvera ci après groupées les caractéristiques de chaque enroulement :

1) *Primaire :* 460 spires de fil de cuivre isolé émail de 50/100e de diamètre .

($\rho_1 = 9.10^{-2}\ \Omega/m$)

- *Résistance :* $R_p = l_p . N_p . \rho_1 = 5{,}8\ \Omega$

- *Puissance perdue dans le cuivre :* $P_1 = P_p I_p^2 = 0{,}64$ W

2) *Secondaire :* 550 spires de fil de cuivre isolé émail de 40/100e de diamètre

($\rho_2 = 14 . 10^{-2}\ \Omega/m$)

- *Résistance :* $R_s = l_s . N_s . \rho_2 = 15{,}4\ \Omega$

- *Puissance perdue dans le cuivre :* $P_2 = R_s I_s^2 = 0{,}8$ W

CONCLUSION : Les pertes dans le cuivre sont moins grandes que celles prévues au départ. Il convient donc de calculer le nouveau rendement :

$$\eta_p = \frac{P_s}{P_s + P_T} = 63{,}5\ \% > 60\ \%$$

fixé au début puis la température de fonctionnement, donnée par la figure 35:

$T = 42° < 48°$ précédemment calculés

Ces deux dernières considérations montrent que les estimations du début sont valables et que le transformateur est correct.

CHAPITRE VII

Essais du transformateur saturé

VII. 1 - BANC D'ESSAI

Le transformateur étant réalisé, on le soumet au banc d'essai indiqué par la figure 39. On peut y remarquer, la présence d'appareils thermiques et des voltmètres ferro-magnétiques pour la mesure des paramètres tensions-courants.

Le fonctionnement du transformateur étant anormal à cause de la forte induction des tôles, la forme du courant alternatif est assez altérée : en particulier, les alternances de tension sont légèrement puis profondément écrêtées ; enfin, il peut même apparaître des prédominances d'harmoniques créant ainsi des pointes sur les crêtes de tension.

Dans ces dernières conditions, les appareils usuels à cadre et à redresseur ne peuvent pas convenir. Pour obtenir des mesures vraisemblables, on est amené à employer soit des appareils thermiques ou ferro-magnétiques ou bien à la rigueur, des voltmètres électroniques.

Les premiers appareils donnent à peu près la valeur efficace des paramètres U, I tandis que les seconds fournissent la valeur de crête, au facteur $\sqrt{2}$ près. Les essais effectués dans notre cas utilisent des voltmètres électroniques pour la tension et des amperemètres thermiques pour l'intensité. Afin de réduire au maximum les sources d'erreur, il faut signaler que, d'une part, les appareils ont subi des étalonnages particulièrement appropriés et que, d'autre part, le procédé de mesure fut contrôlé à tous les instants par l'utilisation d'un oscillographe .

Enfin, la présence du condensateur au secondaire a permis une relative correction de forme dans les amplitudes secondaires.

Les précautions précédentes étant prises, il convient de juger maintenant qualitativement des mesures.

Les dernières seront de deux sortes : Tout d'abord sur le transformateur seul, ensuite sur l'ensemble régulateur de la figure 37.

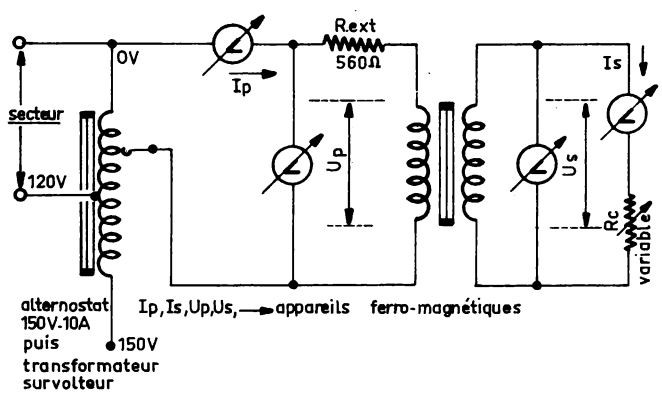


Fig. 39 - Banc d'essai de régulation en tension et en intensité.

VII. 2 - REGULATION AVAL

La figure 40 montre en particulier comment varie la tension secondaire en fonction du débit demandé courbe 2 : Si l'on suppose ± 10 % de variation de courant autour de 227 mA (valeur normale correspondant à une puissance secondaire de 25 W), on peut remarquer que la dérive de tension est fort réduite : ± 1 % maximum autour de 110 V (ΔV_{max} = 2V, exactement). Ces résultats indiquent une régulation acceptable de ce côté.

La courbe 1 de la même figure montre comment varie le débit primaire en fonction du courant secondaire. On peut y remarquer deux choses : Tout d'abord, la valeur initiale, qui nous renseigne sur la valeur de la puissance perdue totale ; cette dernière grandeur est d'ailleurs indiquée par la courbe 3 : P_{op} = 13,5 W .

Ensuite, il faut aussi signaler la forme incurvée de la courbe 1 pour les fortes valeurs d'intensité . Cette forme se retrouve également dans la courbe 3. Ceci est dû au phénomène de saturation des tôles .

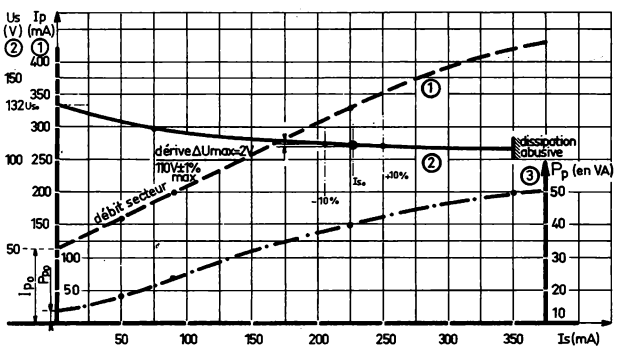


Fig. 40 - Essais effectués sur le transformateur seul (R_{ext}=0 Ω).

D'autres remarques peuvent être faites : En charge, la puissance consommée au secteur s'élève à 40 W pour 25 W au secondaire. Ce qui fait un rendement de :

$$\eta_p = \frac{25}{40} \times 100 = 62{,}5\ \%$$

Ce chiffre est voisin de celui calculé puisqu'on l'évaluait à 63 % . Enfin, à vide, la tension secondaire atteint la valeur de U_{so} = 132 V .

VII. 3 - REGULATION AMONT (ou d'entrée)

Considérons maintenant la régulation de tension. Ainsi la courbe de la figure 41 montre comment varie la tension aux bornes de la charge restée fixe en fonction de variations de la tension primaire.

Cette variation est obtenue au moyen d'un alternostat selon le montage de la figure 39 qui comporte maintenant la résistance «R_{ext}». Cet essai a été effectué tout d'abord pour une charge infinie. On obtient la courbe 1 et l'on y constate nettement l'apparition du palier de saturation.

De plus, en rapprochant les courbes des figures 31 et 41 nous pouvons voir, d'une part, que le point B_o = 1,8 tesla (18000 gauss) et, d'autre part, que le point de fonctionnement normal (U_{po} =220 V) se situent dans une région où la saturation est déjà fortement amorcée. On peut d'ailleurs, dans une certaine mesure, établir un rapprochement de loi de variation, lorsque la résistance «R_{ext}» est relativement grande.

Il y a lieu de noter que la charge placée au secondaire réagit assez fortement sur l'efficacité de régulation lorsque la charge en question dépasse une certaine valeur. Ici, on a limité sa grandeur à 485 Ω qui est jugée normale. Il lui correspond la courbe 2 de la figure 41.

Dans cette deuxième courbe, on peut surtout remarquer que le taux de régulation est moindre. En effet, à vide puis en charge on obtient les résultats suivants :

Courbe 1 : $\Delta V_2 \# 9$ V d'où régulation $= \frac{74}{220} \cdot \frac{132}{9} \# 5$

Courbe 2 : $\Delta V_3 \# 10$ V d'où régulation $= \frac{74}{220} \cdot \frac{110}{10} \# 3{,}7$

En exprimant les variations en pourcentage :

Dérive primaire : ± 17 % autour de 220 V

Dérive secondaire : ± 4,5 % autour de 110 V (en charge)

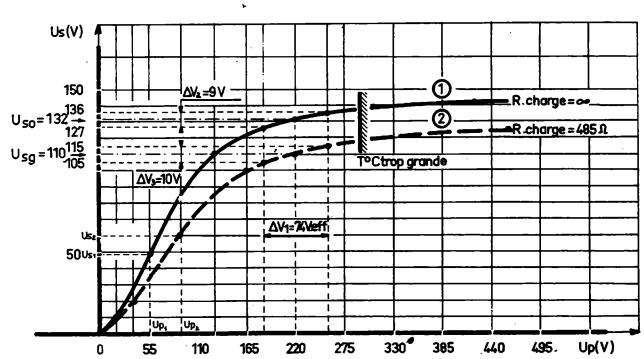


Fig. 41 - Essais effectués sur le montage régulateur (R_{ext}=560 Ω)

VII. 4 - CONCLUSIONS

(Relatives à l'essai sur le transformateur seul).

Nous avons vu précédemment que le rendement était peu différent de celui que l'on avait prédit :

62,5 % au lieu de 63,5 %

Les pertes globales mesurées sont évaluées à 15 W. Nous pouvons en déduire la température de fonctionnement du transformateur en se reportant à la figure 35 et en prenant comme aire de refroidissement:

$$A = l\ (11\ h + 7{,}7\ l) = 4{,}2(11.2{,}8 + 7{,}7.4{,}2)$$

$$A \# 265\ cm^2$$

D'où

$$P_g = \frac{P_T}{A} = \frac{15}{2{,}65} = 5{,}56\ W/dm^2$$

Et la courbe de la figure 35 donne la température

$$T_f = 43^\circ\ C$$

Cette grandeur est jugée normale pour ce type de transformateur, d'autant plus qu'elle est inférieure à celle déterminée au cours du calcul : 48° C.

En conclusion, dans les conditions de travail indiquées, le transformateur doit se comporter normalement .

VII. 5 - CONCLUSIONS

(Relatives à l'essai sur les systèmes complets).

La régulation du système est assez faible ; il faut remarquer toutefois que la charge, si elle est normale. n'en est pas moins notable ; ceci explique cela. Ainsi pour une charge deux fois plus faible la régulation monte déjà à plus de 4,5 .

La régulation est inversement proportionnelle au rendement. Ainsi, le chiffre de 62,5 % obtenu pour le transformateur seul passe dans sa version « stabilisateur »

$$\eta_G = \frac{P_s}{P_p} = \frac{25}{73} \# 34\ \%$$

Cette valeur, dans notre cas pourra, pourtant, être considérée comme remarquable .

CHAPITRE VIII

Nomographie des transformateurs saturés

VIII. 1 - GENERALITES

La détermination rapide des caractéristiques d'un transformateur saturé requiert l'utilisation d'abaques adaptés à la technologie de ces éléments.

Le présent chapitre groupe précisément toutes les données du problème lequel se résume au tracé de droites coupant les échelles à points alignés.

Le processus de calcul est assez simple, on s'inspirera des exemples qui vont suivre.

Comme premier exemple, nous verrons le cas d'un transformateur travaillant à moyenne induction et destiné au seul transfert de puissance. Ceci, afin de généraliser l'emploi de nos abaques.

Le transformateur aura les caractéristiques suivantes:

- Puissance primaire : P_p = 100 VA
- Intensité primaire : I_p = 800 mA
- Tension primaire : V_p = 125 *Veff*
- Induction des tôles : B_{max} = 1 tesla (10000 gauss)
- Rendement approximatif : η_p = 90 %
- Rendement d'empilage : η_{ET} = 90 %
- Tension secondaire : V_s = 300 V
- Intensité secondaire : I_s = 300 mA
- Puissance secondaire : P_s = 90 W

Ces valeurs ne sont évidemment données qu'à titre indicatif seulement.

Notre deuxième exemple conduira à la réalisation d'un système régulateur analogue à celui vu dans les chapitres VI et VII.

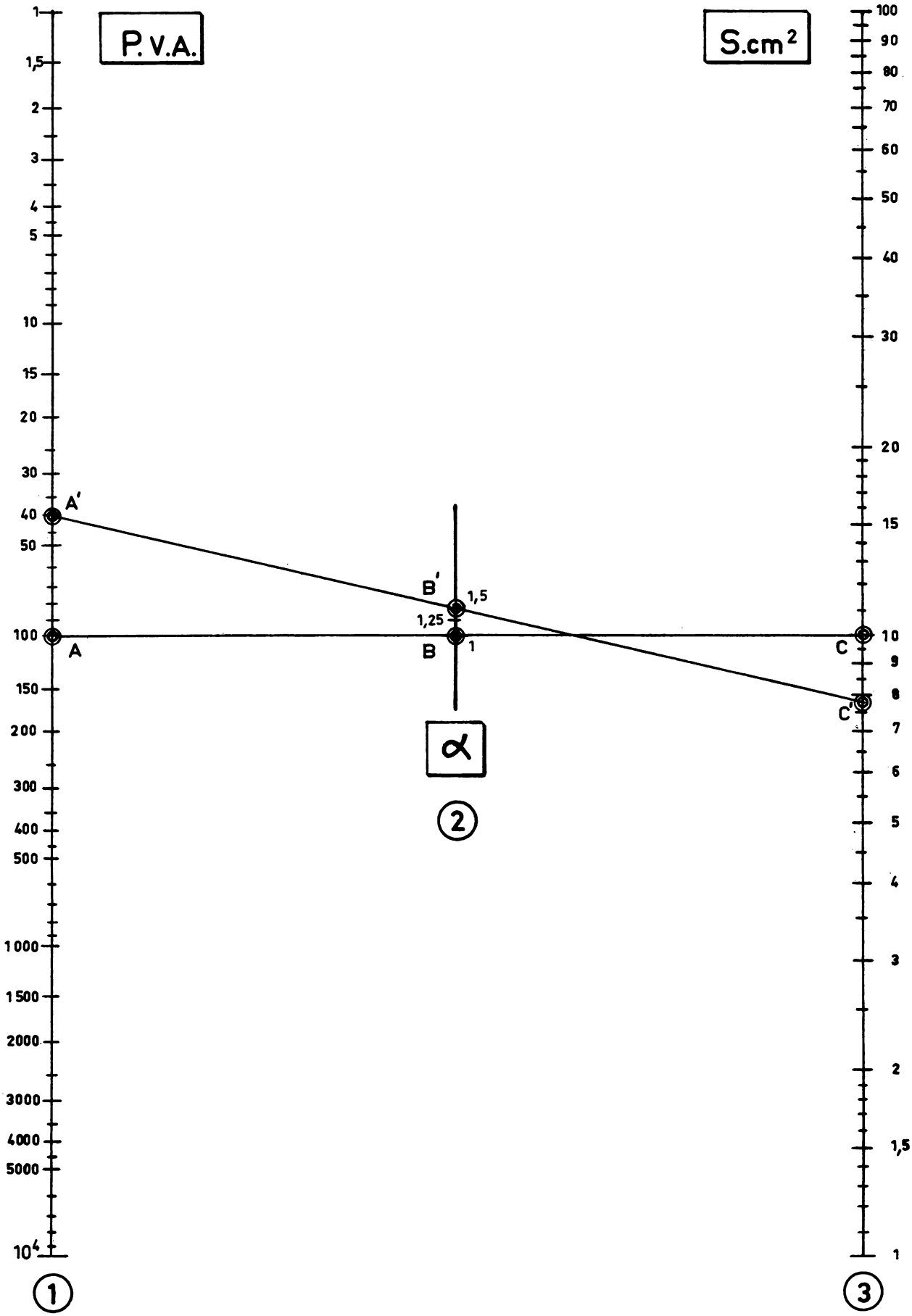
Contrairement au type de transformateur vu dans le premier exemple, l'induction, sera ici plus élevée car les tôles, de qualité plus ordinaire, demandent en effet, ce fonctionnement, pour être saturées.

Les autres performances répondent par ailleurs aux nécessités de l'alimentation de la charge. Soit donc un transformateur devant présenter les caractéristiques suivantes :

- Puissance primaire : P_p = 40 VA
- Intensité primaire : I_p = 333 mA
- Tension primaire : V_p = 120 Veff
- Induction des tôles : B_{max} = 1,8 tesla (18000 gauss)
- Rendement approximatif : $\eta_p \#$ 60 %
- Rendement d'empilage : η_{ET} = 80 %
- Tension secondaire : V_s = 110 Veff
- Intensité secondaire : I_s = 225 mA
- Puissance secondaire : $P_s \#$ 25 W

Les grandeurs énumérées précédemment résultent de considérations diverses définies définies d'une part par une charge de 25 W*, donnée au secondaire, et d'autre part, par un fonctionnement en régulateur de tension selon un montage analogue à celui de la figure 39. Le

*Sous une tension imposée de 110 Veff


P.V.A.
S.cm²
1
1,5
2
3
4
5
10
15
20
30
40
50
100
150
200
300
400
500
1000
1500
2000
3000
4000
5000
10⁴
100
90
80
70
60
50
40
30
20
15
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1,5
1
A'
A
B'
B
1,5
1,25
1
C
C'
α
2
1
3

rendement en puissance η_p a été déterminé arbitrairement mais il est assez évident ici qu'on s'est inspiré de l'exemple du chapitre précédent .

Retenons surtout des valeurs énumérées, les grandeurs...

$$\begin{cases} P_p = 40 \text{ VA} \\ V_p = 120 \text{ Veff} \\ V_s = 110 \text{ Veff} \end{cases}$$

... lesquelles vont permettre de définir le circuit magnétique et le nombres de tours des enroulements.

VIII. 2 - CARACTERISTIQUES DIMENSIONNELLES DU CIRCUIT MAGNETIQUE

Connaissant la puissance fournie au transformateur et la qualité relative des tôles, il est possible de calculer la surface de la jambe centrale avec l'aide de l'abaque de la figure 42.

Des considérations d'ordre pratique nous ont conduit en effet, à différencier les cas d'emploi de tôles à haute perméabilité des tôles ordinaires.

Pour des tôles de qualité très ordinaire nous admettrons un facteur de proportionnalité $\alpha = 1,5$; tandis que pour les tôles de haute performance on choisira plutôt $\alpha = 1$. Ce facteur α occupe l'axe 2 central de l'abaque.

L'axe 1 de gauche supporte les puissances exprimées en volt-ampères.

Avec l'aide d'une règle, on trace une ligne passant par le point A (ou A') choisi sur l'axe 1 et par le point B (ou B') disposé sur l'axe 2 central.

en continuant le tracé de la droite jusqu'à couper l'axe 3 de droite exprimant la surface «S» en cm² nous aurons directement le point C (ou C').

Connaissant la puissance fournie au transformateur et la qualité relative des tôles, il est possible de calculer la surface de la jambe centrale avec l'aide la surface,

Exemple 1 :

Avec des tôles spéciales en «double C» nous prendrons $\alpha = 1$.

Ce transformateur destiné à transmettre 100 VA sera donc défini par les points A et B sur les échelles 1 et 2.

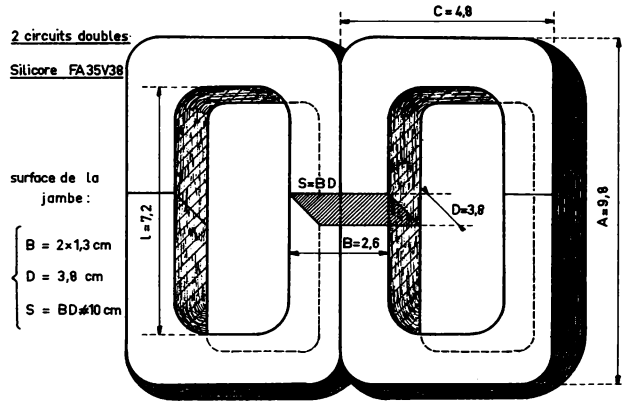


Fig. 43 - Circuit magnétique à hautes performances magnétiques.

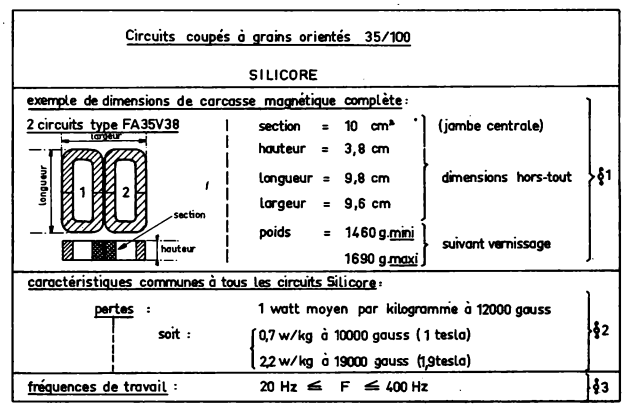


Fig. 43 bis - Fréquences de travail : 20 Hz < F < 400 Hz.

En joignant ces points, nous aurons le point C sur l'axe 3 donnant la section $S = 10 \text{ cm}^2$.

Nous utiliserons donc 2 circuits «silicore» Isolectra FA 35 V 38 accolés et formant une carcasse magnétique de $9,6 \times 9,8$ cm (fig. 43) .

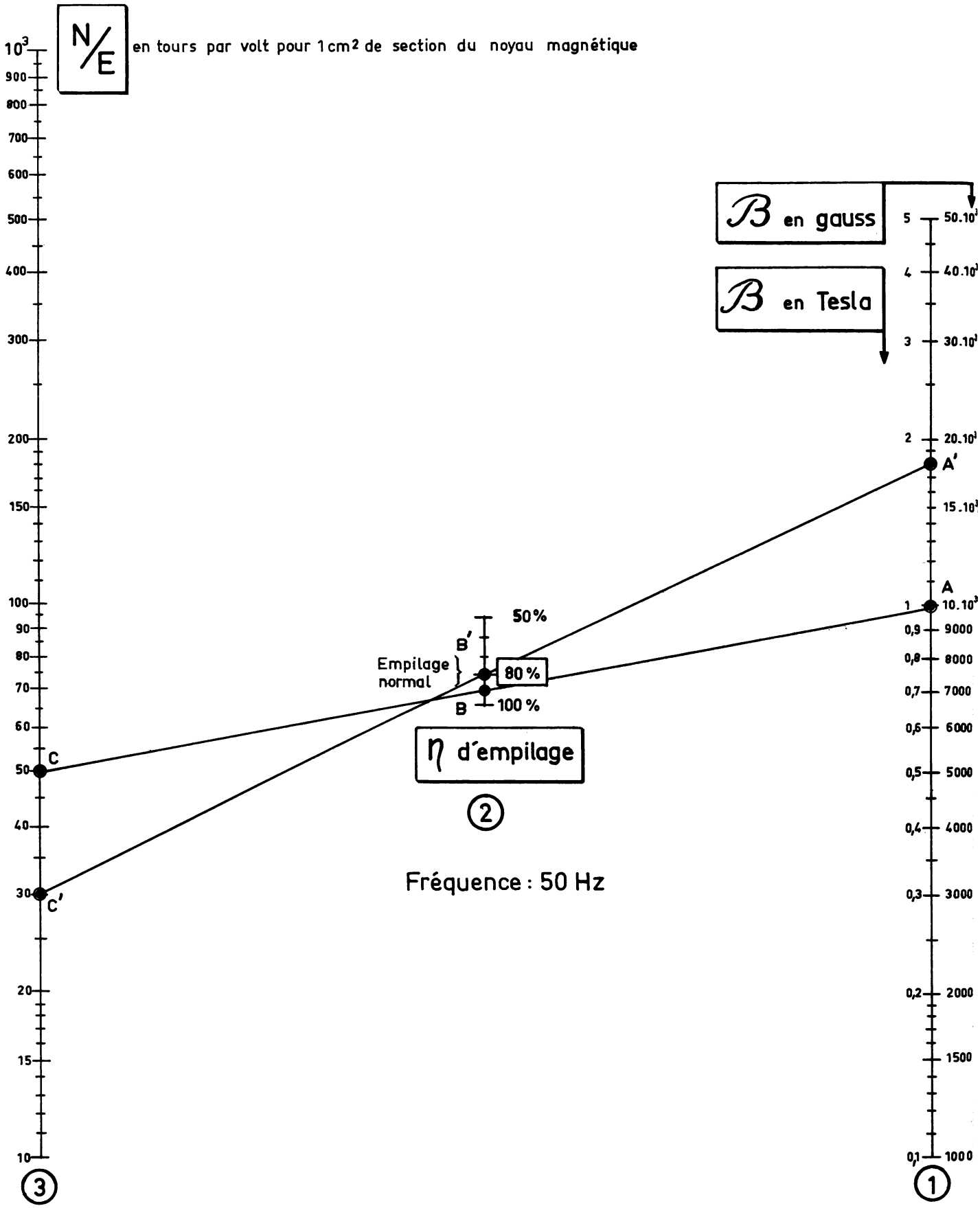
Exemple 2 :

Revenons à notre deuxième exemple du début, lequel utilise des tôles très ordinaires ; donc en choisissant $\alpha = 1,5$ et pour une puissance primaire de 40 VA, on notera sur l'abaque de la figure 42 les points A' et B'. Par le même procédé que précédemment, nous obtenons le point C' qui correspond à une surface de la jambe centrale:

$$S = 7,8 \text{ cm}^2$$

Or, cette valeur de section constitue le carré d'une hauteur d'empilage égal à la largeur de la jambe d'une tôle standardisée :

$$S = a \times b = 2,8 \text{ cm} \times 2,8 \text{ cm}$$


N/E
en tours par volt pour 1 cm² de section du noyau magnétique
10³
900
800
700
600
500
400
300
200
150
100
90
80
70
60
50
40
30
20
15
10
C
C'
3
B en gauss
B en Tesla
5
4
3
2
1
50.10³
40.10³
30.10³
20.10³
15.10³
10.10³
9000
8000
7000
6000
5000
4000
3000
2000
1500
1000
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
A'
A
1
50 %
B'
Empilage normal
80 %
B
100 %
η d'empilage
2
Fréquence : 50 Hz

Elle correspond en effet à une tôle de format E 6 dont nous avons déjà donné les dimensions figure 38.

La hauteur de l'empilage s'élève donc à

$$h = 2{,}8 \text{ cm}$$

Les tôles sont référencées en matériau 360 U.T.E. dont les caractéristiques principales sont résumées dans les figures 30-31 et 36.

VIII.3 - NOMBRE DE TOURS DES ENROULEMENTS

Pour déterminer le nombre de spires des enroulements, il nous suffit de connaître les tensions respectives du primaire et du secondaire ainsi que les rendements d'empilage et de puissance .

La valeur de l'induction est choisie en fonction de l'état de saturation des tôles et selon le fonctionnement qu'on veut lui attribuer. Ces diverses grandeurs sont résumées, on le rappelle, dans le paragraphe VIII.1 .

Exemple 1 :

Le rendement d'empilage des tôles peut être ici rendu égal à une valeur assez inhabituelle : 90 %. En effet, cela peut se faire, étant donné la texture particulière de la carcasse magnétique, laquelle se présente sous forme compacte, les tôles étant immobilisées par un liant céramique spécial.

Cette valeur de rendement trouve sa place sur l'axe 2 de l'abaque de la figure 44 donnant le rapport N/E, en tours par volt en fonction de l'induction des tôles. L'induction de ces tôles s'élevant à 10 000 gauss. on note le point de repère A . En joignant les points A et B, on obtient aisément l'intersection C caractérisant le facteur:

$$\frac{N}{E} = 50 \text{ tours par volt et par cm}^2$$

Le nombre de spires du primaire s'élève donc, *pour un cm² de section* .

$$n_p = V_p \frac{N}{E}$$

$$n_p = 125 . 50 = 6250 \text{ spires}$$

Et pour une section de la jambe centrale calculée dans le paragraphe précédent :

$$N_p = \frac{n_p}{S} = \frac{6250}{10} = 625 \text{ spires}$$

Soit enfin pour le secondaire :

$$N_s = \frac{V_s}{V_p} . \frac{1}{\sqrt{\eta_p}} . N_p = \frac{300}{125} . \frac{1}{\sqrt{0{,}9}} . 625 \neq 1580 \text{ spires}$$

Le résultat précédent peut être également obtenu en utilisant à nouveau l'abaque de la figure 44; il faudra toutefois pour l'axe central 2, le rendement composite global

$$\eta_G = \eta_{ET} . \sqrt{\eta_p} \neq 85\ \%$$

On obtient ainsi sur l'axe 3

$$\frac{N}{E} \approx 53 \text{ tours par volt et par cm}^2$$

Ce qui fait bien en arrondissant les calculs le nombre de spires suivant pour le secondaire :

$$N_s = \frac{V_s}{S} . \frac{N}{E}$$

$$N_s = \frac{300}{10} . 53 = 1590 \neq 1580 \text{ spires}$$

L'erreur commise en approximant ne s'élève qu'à 0,62 %, ce qui est fort acceptable.

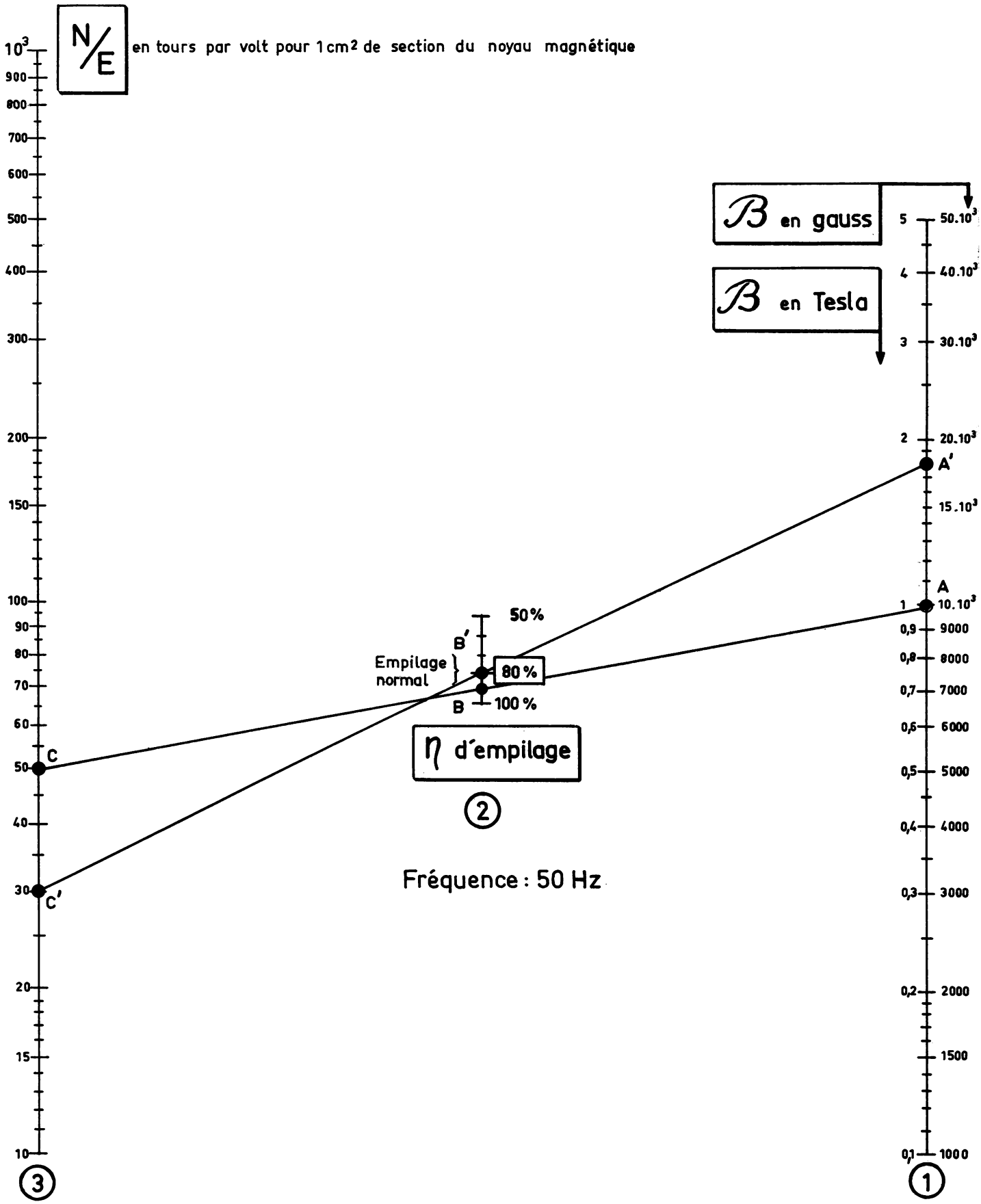
Exemple 2 :

Le circuit magnétique étant réalisé d'une manière industrielle c'est à dire par un empilage de tôles non vernissées, le rendement d'empilage sera fixé à 80 %.

Cette valeur trouve sa place sur l'axe 2 de l'abaque de la figure 44.

L'induction est ici assez importante = 1,8 tesla (18000 gauss). Cette grandeur correspond au point A' sur l'axe 1. En joignant A' et B', on obtient le point C'.

$$\frac{N}{E} = 30 \text{ tours par volt et par cm}^2$$


N/E
en tours par volt pour 1 cm² de section du noyau magnétique
10³
900
800
700
600
500
400
300
200
150
100
90
80
70
60
50
40
30
20
15
10
C
C'
B'
B
50 %
Empilage normal
80 %
100 %
η d'empilage
2
Fréquence : 50 Hz
3
B en gauss
B en Tesla
5
4
3
2
1
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
50.10³
40.10³
30.10³
20.10³
A'
15.10³
A
10.10³
9000
8000
7000
6000
5000
4000
3000
2000
1500
1000
1

Elle correspond en effet à une tôle de format E 6 dont nous avons déjà donné les dimensions figure 38.

La hauteur de l'empilage s'élève donc à

$$h = 2{,}8 \text{ cm}$$

Les tôles sont référencées en matériau 360 U.T.E. dont les caractéristiques principales sont résumées dans les figures 30 - 31 et 36.

VIII.3 - NOMBRE DE TOURS DES ENROULEMENTS

Pour déterminer le nombre de spires des enroulements, il nous suffit de connaître les tensions respectives du primaire et du secondaire ainsi que les rendements d'empilage et de puissance .

La valeur de l'induction est choisie en fonction de l'état de saturation des tôles et selon le fonctionnement qu'on veut lui attribuer. Ces diverses grandeurs sont résumées, on le rappelle, dans le paragraphe VIII.1 .

Exemple 1 :

Le rendement d'empilage des tôles peut être ici rendu égal à une valeur assez inhabituelle : 90 %. En effet, cela peut se faire, étant donné la texture particulière de la carcasse magnétique, laquelle se présente sous forme compacte, les tôles étant immobilisées par un liant céramique spécial.

Cette valeur de rendement trouve sa place sur l'axe 2 de l'abaque de la figure 44 donnant le rapport N/E, en tours par volt en fonction de l'induction des tôles. L'induction de ces tôles s'élevant à 10 000 gauss. on note le point de repère A . En joignant les points A et B, on obtient aisément l'intersection C caractérisant le facteur:

$$\frac{N}{E} = 50 \text{ tours par volt et par cm}^2$$

Le nombre de spires du primaire s'élève donc , *pour un cm² de section* .

$$n_p = V_p \frac{N}{E}$$

$$n_p = 125 . 50 = 6250 \text{ spires}$$

Et pour une section de la jambe centrale calculée dans le paragraphe précédent :

$$N_p = \frac{n_p}{S} = \frac{6250}{10} = 625 \text{ spires}$$

Soit enfin pour le secondaire :

$$N_s = \frac{V_s}{V_p} \cdot \frac{1}{\sqrt{\eta_p}} \cdot N_p = \frac{300}{125} \cdot \frac{1}{\sqrt{0{,}9}} \cdot 625 \neq 1580 \text{ spires}$$

Le résultat précédent peut être également obtenu en utilisant à nouveau l'abaque de la figure 44; il faudra toutefois pour l'axe central 2 , le rendement composite global

$$\eta_G = \eta_{ET} \cdot \sqrt{\eta_p} \neq 85\ \%$$

On obtient ainsi sur l'axe 3

$$\frac{N}{E} \approx 53 \text{ tours par volt et par cm}^2$$

Ce qui fait bien en arrondissant les calculs le nombre de spires suivant pour le secondaire :

$$N_s = \frac{V_s}{S} \cdot \frac{N}{E}$$

$$N_s = \frac{300}{10} \cdot 53 = 1590 \neq 1580 \text{ spires}$$

L'erreur commise en approximant ne s'élève qu'à 0,62 %, ce qui est fort acceptable.

Exemple 2 :

Le circuit magnétique étant réalisé d'une manière industrielle c'est à dire par un empilage de tôles non vernissées, le rendement d'empilage sera fixé à 80 %.

Cette valeur trouve sa place sur l'axe 2 de l'abaque de la figure 44.

L'induction est ici assez importante = 1,8 tesla (18000 gauss). Cette grandeur correspond au point A' sur l'axe 1 . En joignant A' et B', on obtient le point C'.

$$\frac{N}{E} = 30 \text{ tours par volt et par cm}^2$$

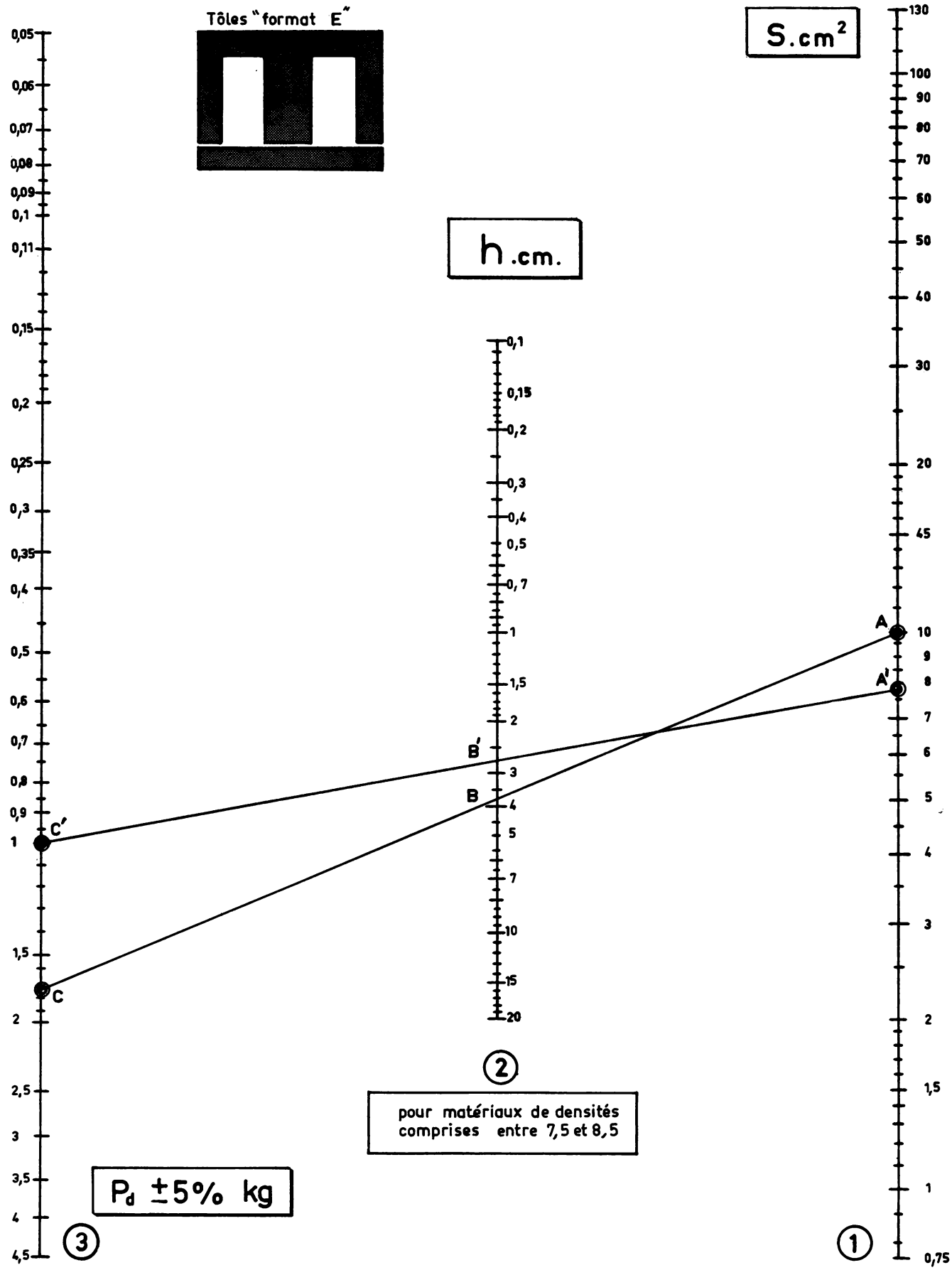

Tôles "format E"
S.cm²
h.cm.
Pd ±5% kg
pour matériaux de densités comprises entre 7,5 et 8,5
A
A'
B
B'
C
C'
1
2
3

Fig. 45

Pour la jambe centrale de 7,8 cm^2, il vient :

$$\frac{N}{SE} = \frac{30}{7,8} \# 3,84 \text{ tours par volt}$$

Enfin, pour le primaire, le nombre de spires s'élève à :

$$N_p = E_p \frac{N}{SE} = 120 . 3,84 \# 460 \text{ spires}$$

avec $E_p = 120$ *Veff*

Si l'on admet un rendement global de 60% environ le nombre de spires du secondaire se montera à :

$$N_s = \frac{E_s}{E_p} \cdot \frac{1}{\sqrt{\eta_G}} \cdot N_p$$

$N_s \# 550$ spires

Comme dans le précédent exemple, il est possible d'obtenir un résultat voisin de celui-ci en utilisant l'abaque de la figure 44 et en prenant pour « η » un rendement composite $\eta_G \# 62$ %, obtenu par l'application de la formule vue dans l'exemple 1.

VIII. 4 - POIDS DE LA CARCASSE MAGNETIQUE

Afin de calculer entre autres les pertes dans le fer il s'avère nécessaire de connaître le poids des tôles empilées les unes sur les autres, et constituant ce qu'on appelle la carcasse magnétique.

Le poids est essentiellement fonction de la densité du matériau utilisé et, comme la teneur en silicium réagit sur une densité, sa connaissance exacte s'imposerait si l'on voulait connaître exactement ce poids.

En général, une valeur approximative suffit pour les tôles courantes utilisées habituellement pour la réalisation des transformateurs. Enfin, l'erreur commise en négligeant les différences de densités n'est pas très grande puisque dans toute la gamme des tôles usuelles, spéciales ou non, cette densité ne varie que de 7.55 (tôles spéciales de fer à 4,4 % de silicium : tôles Firminy TT4 normalisées UTE 110) à 8,7 (tôles de Mumétal au Molybdène des Aciéries d'Imphy : tôles Mu-Mo non normalisées) ; l'abaque de la figure 45 a été établi pour des tôles ordinaires de densité moyenne : 7,8. En conséquence, cet abaque donnera une valeur du poids des tôles dont la perméabilité est comprise entre 7,5 et 8,5 et dont la découpe répond au format standard profilé en « *E* ». La précision du résultat se montera environ à $\pm$ 5 % ce qui est là encore tout à fait suffisant.

Exemple 1 :

Malgré l'emploi d'un circuit magnétique très spécial (carcasses en «double *C* - Cores» intitulées «Silicore» par la société Isolectra), l'usage de l'abaque de la figure 45 est possible.

Le principe de détermination reste toujours celui des points alignés : En *A* nous plaçons la section de la jambe centrale : S = 10 cm (échelle 1) tandis qu'en *B* on pointe la hauteur de l'empilage des tôles c'est-à-dire h = 3,8 cm (échelle 2).

Pour justifier le choix de ces valeurs on se reportera au tableau de la figure 43 bis, lesquel tableau groupe les principales caractéristiques du circuit FA 35 V 38 Silicore .

En joignant les points *A* et *B*, l'intersection de la droite avec l'axe 3 donne le point *C* et la valeur du poids du circuit :

$$P_d \# 1\,750 \text{ grammes}$$

Or, si l'on se reporte à la figure 43 bis, on peut remarquer que le constructeur préconise :

$$1\,460 \leqslant P_{approx.} \leqslant 1\,690 \text{ grammes}$$

L'excédent donné par notre abaque provient du fait qu'il a été construit pour un format «*E*» rigoureux ; dans le cas du circuit «Silicore» les bords sont arrondis (fig.43) ceci suffit pour réduire le poids réel du circuit.

De toute façon l'erreur commise ne se monte environ qu'à + 10 % . le signe + étant dans le bon sens car on se place alors dans les conditions les plus défavorables pour le calcul des pertes dans le fer. En réalité, pratiquement ces pertes seront donc inférieures et la température de travail des tôles sera plus faible.

Exemple 2

Le second exemple se rapporte, on le rappelle, à un transformateur «saturé» de section S = 7,8 cm^2 et de

Fig. 46

hauteur de jambe $h = 2,8$ cm. Ces valeurs correspondent respectivement aux points A' et B' des échelles 1 et 2 de l'abaque de la figure 45. Par le même procédé, on obtient le point C' soit un poids de P_d = 1kg

Le format du profil des tôles étant standard, le poids réel est exactement celui trouvé. De plus la densité de base de cet abaque est précisément celle d'une qualité ordinaire, ce qui limite encore l'erreur.

VIII. 5 - AIRE DE REFROIDISSEMENT DES TOLES

La température de fonctionnement du circuit magnétique est avant tout fonction des pertes globales perdues par effet Joule. Les pertes se localisent «dans le cuivre» étant donnée la résistance des enroulements et aussi «dans le fer» par suite du phénomène d'hystérésis et des courants de Foucault.

Mais, les pertes par convexion limitent cette élévation de température, l'air ambiant refroidissant, en effet, les tôles en s'échauffant lui-même. Il en découle que pour un dégagement de chaleur donnée, les tôles doivent présenter une surface de refroidissement aussi grande que possible si l'on veut améliorer l'échange de calories avec l'atmosphère ambiante.

Lorsque les tôles ont un profil standard, il peut être calculé commodément «l'aire de refroidissement» de ces tôles en fonction des dimensions du circuit magnétique.

L'abaque de la figure 46 permet en effet ce calcul.

Il est exprimé en fonction de la longueur «l» de la fenêtre et du rapport «$\frac{h}{l}$» donc de la hauteur d'empilement des tôles.

Exemple 1

En se reportant à la figure 43, la longueur de la fenêtre a pour valeur : $l = 7,2$ cm

Mais le rapport $\frac{h}{l}$, avec $h = D = 3,8$ cm, prend la valeur : $\frac{h}{l} = \frac{3,8}{7,2} = 0,53$

Cette grandeur correspond sur l'axe 2 au point B. En rejoignant ce point et le point A, d'ordonnée $l = 7,2$ cm, sur l'axe 1 on obtient l'aire cherchée en C sur l'échelle 3. *Aire* = 700 cm^2

Exemple 2 :

Les dimensions du circuit magnétique utilisé dans notre deuxième exemple sont représentées figure 38 et nous y relevons :

$$h = 2,8 \text{ cm et } l = 4,2 \text{ cm}$$

d'où le facteur :

$$\frac{h}{l} = \frac{2,8}{4,2} \# 0,666$$

Cette grandeur trouve sa place sur l'axe 2 de l'abaque de la figure 46 (point B'). Avec le point A' (axe 1) représentant la longueur de la fenêtre nous définissons la droite $A'C'$ lequel point C' situé sur l'axe 3 caractérise l'aire de refroidissement de notre transformateur :

$$\text{Aire} = 265 \text{ cm}^2$$

REMARQUES

On peut remarquer dans les deux exemples précédents les chiffres relativement voisins des rapports $\frac{h}{l}$

Effectivement, un transformateur «bien équilibré» c'est-à-dire répondant aux exigences «magnétiques» avec le minimum de poids de tôles, doit posséder un facteur $\frac{h}{l}$ voisin de «0,5».

En pratique, nous rencontrons des réalisations ayant des rapports $\frac{h}{l}$ compris entre 0,2 et 1. Toutefois pour des tôles extra-standard (applications spéciales-moteurs), nous avons fait figurer dans l'abaque une échelle $\frac{h}{l}$ allant de 0 à 70.

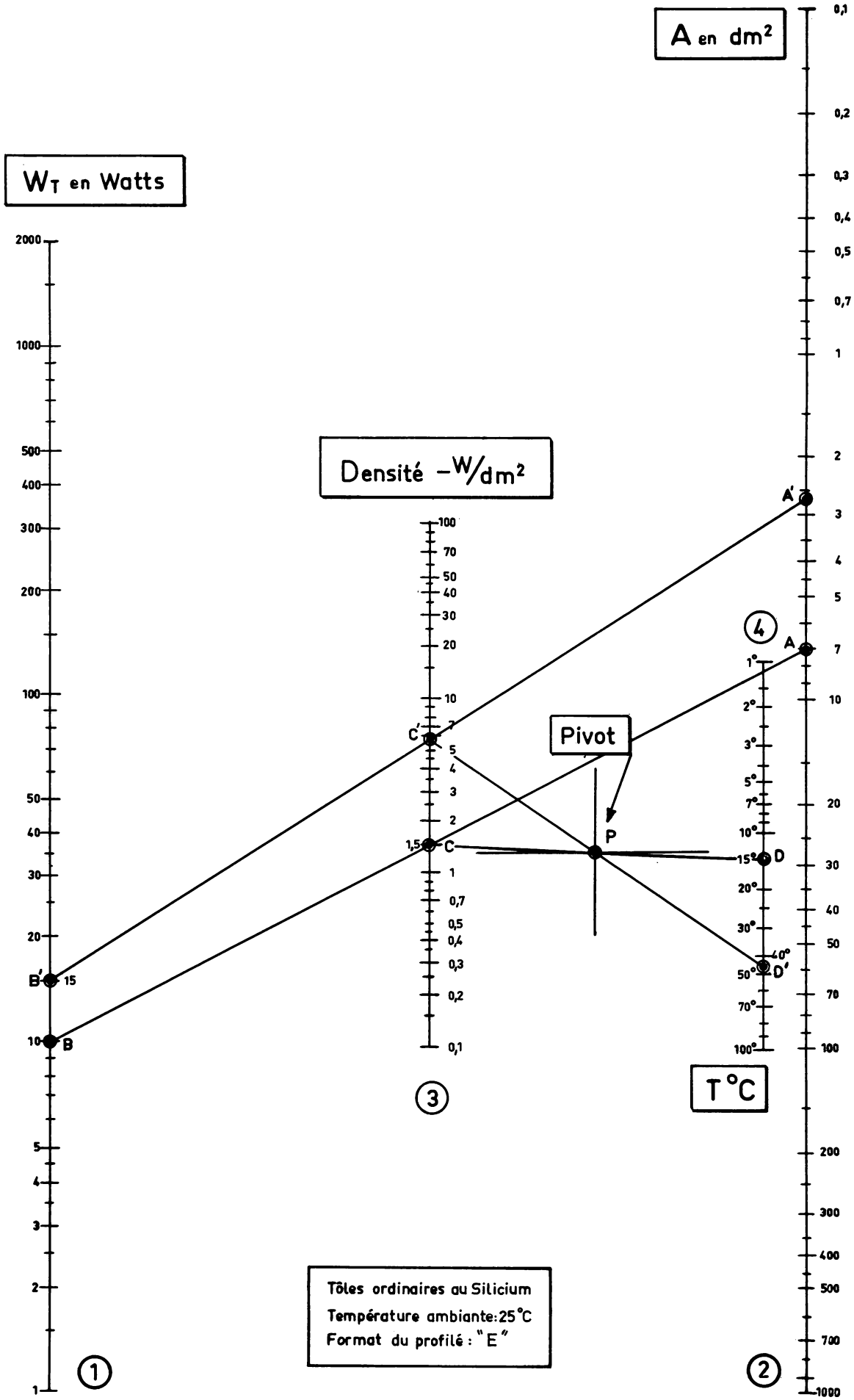
VIII.6 *Température des tôles*

La connaissance de l'aire de refroidissement de la carcasse magnétique permet, en fonction de l'énergie perdue par effet Joule, de calculer la température approximative des tôles.

Exemple 1 :

Initialement, nous avons défini un rendement global de 90 % ce qui est un chiffre fort acceptable pour un transformateur à saturation relativement importante.

Comme la puissance appliquée au primaire s'élève à 100 W, la puissance perdue *totale* se monte à 10 W; cette puissance perdue se départage en puissance


A en dm²
W_T en Watts
Densité -W/dm²
T°C
Pivot
A'
A
B'
B
C'
C
D
D'
P
1
2
3
4
Tôles ordinaires au Silicium
Température ambiante: 25°C
Format du profilé : "E"

perdue dans le cuivre (pertes ohmiques) et en puissance perdue dans le fer. (pertes par hystérésis et par courant de Foucault) : pour un transformateur convenablement conçu, la proportion s'évalue moitié - moitié; pour un transformateur saturé, l'estimation est différente (voir chapitre VI). En conclusion, si l'on connait les pertes partielles par évaluation précise (à partir de l'induction pour les pertes dans le fer ou de la résistance ohmique des enroulements pour les pertes dans le cuivre), on les additionne pour avoir la puissance perdue totale; ou bien, cette dernière se découlera du rendement global, comme dans notre application précédente.

L'abaque de la figure 47 est un abaque linéaire à points alignés et à double effet. Il permet en effet de déterminer la densité calorique de la carcasse magnétique et, en fonction de cette grandeur, la température de travail des tôles, évaluées au dessus de la température ambiante de 25° *C*.

Dans notre première réalisation, nous avons calculé dans le paragraphe VIII - 5 l'aire de refroidissement suivante :

Aire = 7 dm² point *A*, axe 2, abaque 47

Puisque nous avons une puissance perdue de .....

W_T = 10 W point *B*, axe 1 abaque 47

..... nous obtenons par l'intersection de la droite *A B* une densité de :

Densité calorique = 1,5 W / dm² point *C*, axe 3

Ensuite, à partir du point précédent et en passant par le pivot *P* on obtient le point *D* qui correspond sur l'axe 4 à une température de travail de :

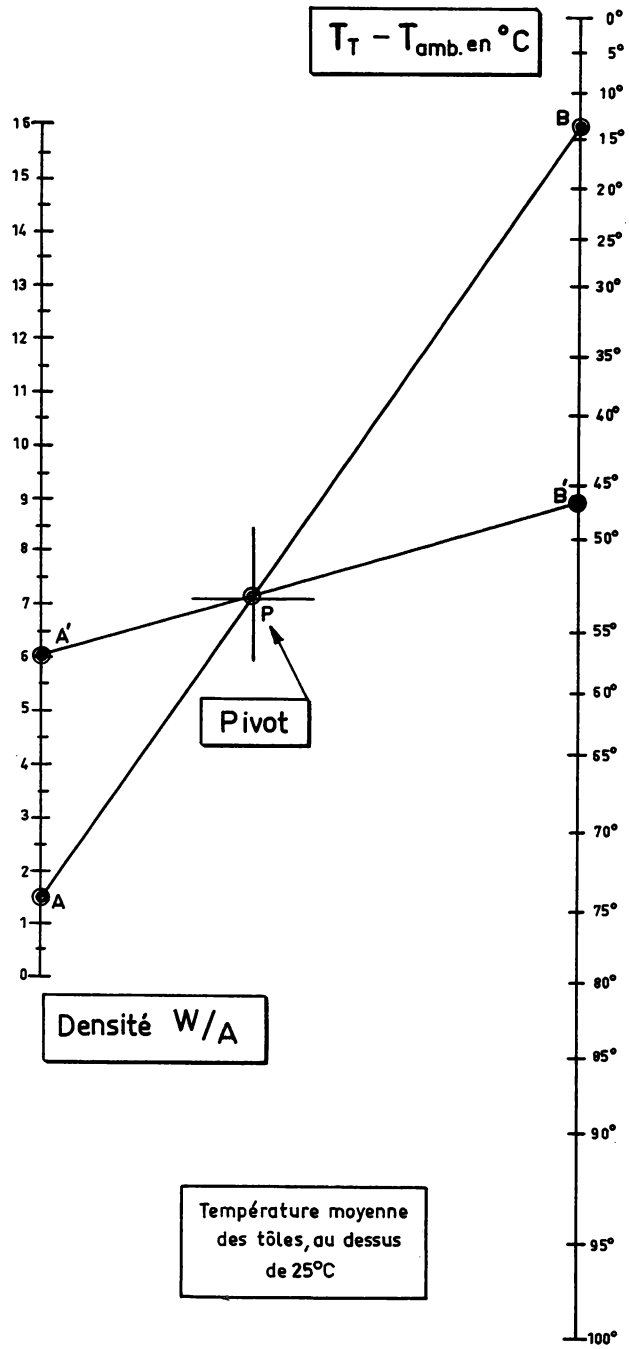
$T°C$ = 15° *C*

Avec la température ambiante de 25°, la température réelle est voisine de :

$T_T = T°C + T_{amb}$ = 40°

Cette valeur s'avère tout à fait convenable.

L'abaque de la figure 47 présente le défaut d'être peu précis pour le calcul de la température des tôles. L'abaque 48 possède la particularité d'avoir une échelle dilatée entre les limites courantes 15° - 85°, ce qui permet une précision suffisante. Ainsi, avec l'aide du segment *A B* passant par le pivot *P*, on obtient pour une densité calorique de 1,5 W/dm², la température plus précise de 14,5°



Exemple 2

Défini au départ par un rendement approximatif de 60 % et pour une puissance appliquée de 40 VA, la totalité des pertes s'élève dans notre 2e exemple à 15 W environ.

Un raisonnement analogue au cas précédent nous donne sur l'abaque 47 les points

A' = *aire* = 2,65 dm^2

B' = P_T = 15 watts

P = *pivot*

C' = *densité calorique* = 5,67 W/dm^2

D' = $T°C$ = 47° au dessus de 25° pour la température ambiante

L'abaque 48, pour cet exemple, donne par les points A'. P. B'. la même température de 47° C ; soit en réalité, la température réelle de :

$$T_T = T°C + T_{amb} = 72°$$

Ce qui s'approche vraisemblablement d'une limite maximum tolérable.

CHAPITRE IX

Systèmes régulateurs compensés

IX. 1 - GENERALITES

Le système régulateur à transformateur saturé comporte un certain nombre d'inconvénients dont les plus gênants sont la relative médiocrité dans la régulation et, surtout la déformation sensible de la tension fournie au secondaire du transformateur.

Les affectations suivantes sont assez mal choisies pour démontrer ces anomalies, le transformateur étant étudié pour une puissance réduite. Nous jugerons mieux des défauts en considérant les résultats obtenus à partir d'un transformateur saturé à forte puissance débitée (fig. 49) . Ainsi, la courbe de la figure 50 montre une pente encore trop importante pour assurer une régulation valable (elle ne s'élève, d'ailleurs, qu'à 3).

De plus, la tension prélevée au secondaire présente des alternances fortement déformées (fig. 51) ce qui a pour effet de faire apparaître des composantes harmoniques gênantes. Ce dernier défaut est particulièrement difficile à réduire et nous allons voir que le montage proposé maintenant n'améliore pas, au contraire, la forme de tension.

Toutefois attachons-nous seulement au problème de la régulation en tension et considérons le montage compensé qui découle de l'observation du comportement du montage fondamental.

IX. 2 - ANALYSE D'UN MONTAGE THEORIQUE

Reprenons le montage de la figure 1; nous avons vu que la résistance disposée au primaire permet la création d'un pont diviseur dont le rapport affaiblisseur

Fig. 49 - Courbe de régulation d'un transformateur de semi-puissance 125×150 mm pour une charge de 127 VA environ. Nota : Le secondaire est prévu normalement pour une tension de 127 V ; mais, ici le rendement a été calculé très large.

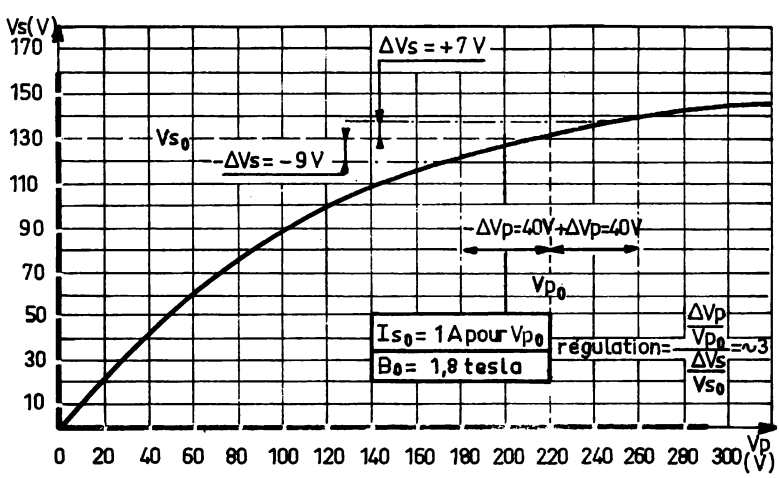
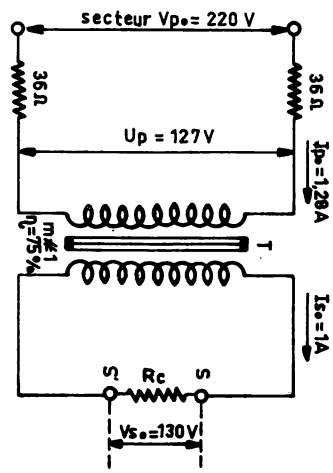


Fig. 50 - Montage régulateur dont la courbe de fonctionnement est donnée figure 59. La résistance du primaire est d'environ 1 Ω auquel on a ajouté deux résistances effectives de 36 Ω.



diminue lorsque la tension aux bornes de l'ensemble croît. Le phénomène précédent permet, dans ces conditions, l'obtention au secondaire, d'une stabilisation appréciable. Il n'en subsiste pas moins une certaine

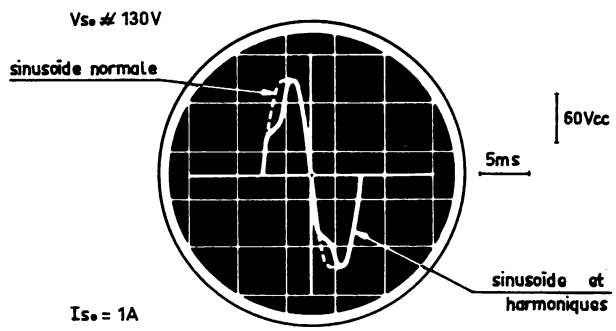


Fig. 51 - Tension fournie par le transformateur de la figure 50 (oscilloscope CRC - OC 422).

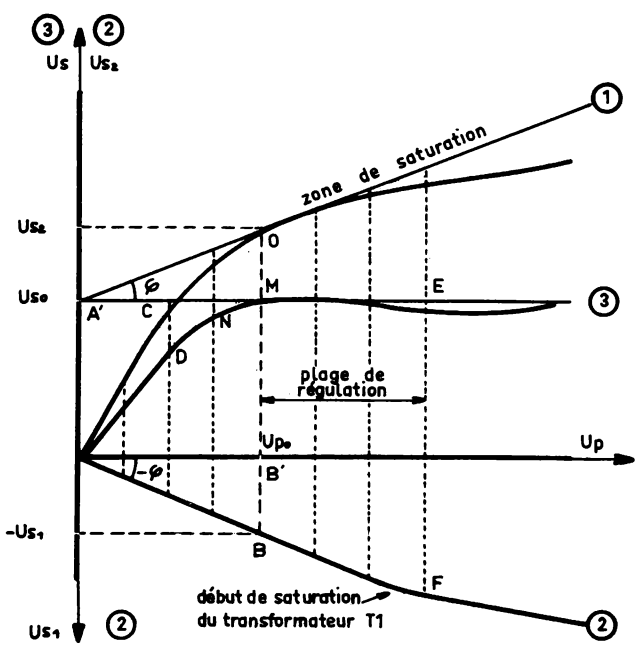


Fig. 52 - Courbes expliquant le phénomène de régulation.
1) Courbe U_p / U_{s2} du transformateur saturé T_2
2) Courbe U_p / U_{s1} du transformateur normal T_1
3) Résultante des deux tensions issues de T_1 et T_2.

variation de la tension de sortie lorsque la tension d'alimentation varie. En effet, considérons la courbe 1 de la figure 52 : à partir du point *C* la caractéristique s'infléchit par suite de la saturation des tôles ; or, en établissant une tangente au point d'utilisation 0, nous voyons bien que la forme de variation de U_s est fonction de la tangente de l'angle formé par les droites *A'O* et *A'M*. Donc, il subsiste :

$$\Delta U_s = \Delta U_p \times tg\ \varphi \qquad (1)$$

Avec $$tg\ \varphi = \frac{\overline{OM}}{\overline{A'M}} \qquad (2)$$

Ce qui permet de dire que le transformateur se comporte comme un système idéal accompagné d'un générateur fictif dont la «f.e.m.» dépend de la dérive possible du secteur (fig. 53 A) :

$$U_s = mU_{p0} \pm \Delta U_p\ tg\ \varphi \qquad (3)$$

Le système demande donc une compensation supplémentaire supprimant l'influence du deuxième terme de l'équation précédente. Ceci revient à ajouter en série avec le secondaire du transformateur saturé un autre générateur fictif créant une f.e.m. en opposition de phase avec la dérive Δu_s et de même grandeur (fig.53 B) :

$$\Delta U_c = -\Delta U_s \qquad (4)$$

Soit : $tg\ \varphi . \Delta U_p = -\alpha\ \Delta U_p$

ou encore $$\alpha = -tg\ \varphi \qquad (5)$$

Techniquement, ce compensateur peut se réaliser de deux façons. Tout d'abord, en utilisant le régulateur

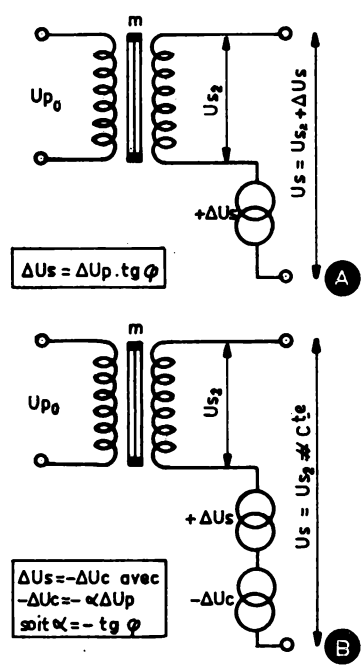


Fig. 53 - a) schéma équivalent du régulateur de la figure 1 ; b) schéma équivalent au régulateur compensé.

du type précédent (fig.1), il est assez facile de concevoir un dispositif correcteur de pente ayant la structure d'un quadripôle et dont les bornes de sortie se trouvent en série avec le secondaire du transformateur saturé (fig. 54). L'autre système paraît plus astucieux car il permet la suppression de la résistance de régulation R. En effet, utilisons la chute de tension apparaissant aux bornes de R pour alimenter le quadripôle du précédent montage. Cette tension V_R croît lorsque le secteur augmente et croît d'ailleurs d'autant plus vite que la d.d.p. U_p (fig. 55) varie peu ou quelquefois, même, en sens inverse. Le dispositif traducteur, en inversant la tension, devra fournir la «dérive» compensatrice $-\alpha \Delta V_R$ laquelle s'opposera à la «dérive» résiduelle ΔU_s de tension de sortie U_{s_2}.

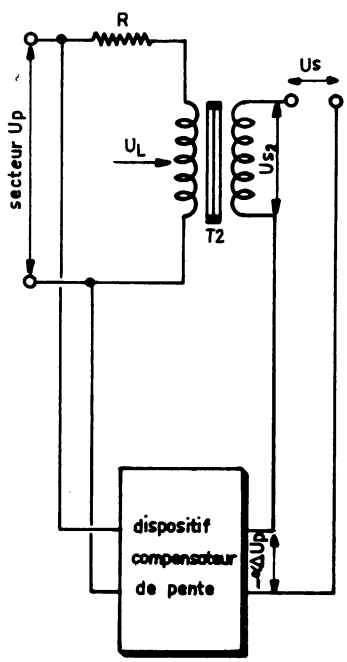


Fig. 54 - Principe du régulateur à transformateur saturé (T_2) et à dispositif compensateur parallèle.

Le problème consiste donc à identifier notre dispositif compensateur à quelque circuit électronique. En l'occurence, le circuit qui convient le mieux est évidemment un transformateur de rapport d'un nombre de spires approprié, au comportement linéaire en fonction des dérives de tension (circuit à basse induction) et à l'enroulement secondaire inverse de celui de T_2 (fig.56). En effet, dans ces conditions, pour un débit secondaire donné et en phase avec sa tension, il apparaît au primaire une

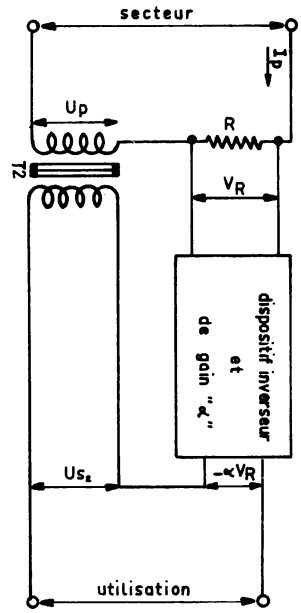


Fig. 55 - Principe du régulateur à transformateur saturé (T) et à dispositif compensateur série.

impédance (équivalente au transformateur) dont le comportement est sensiblement le même que celui d'une résistance pure. Cette dernière peut ainsi faire l'office de la résistance R du montage primitif, tout en donnant une régulation supérieure.

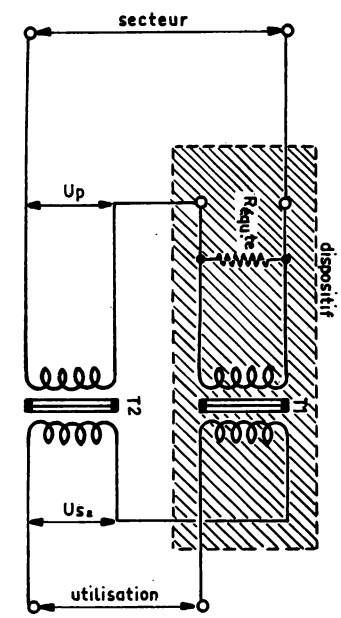


Fig. 56 - Equivalence entre le dispositif théorique «α» et celui réellement employé en pratique.

IX. 3 - CONSTITUTION PRATIQUE INDUSTRIELLE

Les systèmes indiqués par la figure 56 permettent en effet une régulation meilleure :

Ils sont constitués d'un transformateur T_1 dont le but est de compenser la pente de la variation de tension de sortie du précédent transformateur. Pour ce faire, le transformateur «compensateur» est monté de telle manière que sa tension secondaire soit constamment en opposition de phase avec celle du transformateur T_2.

Si le circuit magnétique de T_1 fonctionne à basse induction, c'est-à-dire très loin de la saturation, ce transformateur T_1 suit avec une phase inverse les variations de tension résultant de T_2, annulant dans une certaine mesure le défaut des transformateurs saturés.

La figure 52 résume le fonctionnement du système : à partir du point C, la courbe 1 atteint la zone de saturation dont la pente est exprimée par l'angle φ. Il s'agit de la fonction en tension U_p / U_{s2} du transformateur T_2.

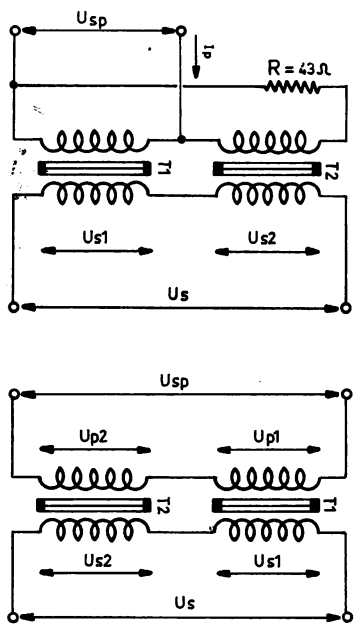


Fig. 57 - Système régulateur à transformateur saturé (T_2) et à transformateur compensateur (T_1). 1) 1) alimentation primaire parallèle; 2) alimentation série.

Si la courbe 2 représente les variations U_p / U_{s1}, avec la pente et la phase - φ égale en valeur absolue à l'angle φ précédent, la résultante des tensions U_{s1} et U_{s2} sera sensiblement une droite. Cela n'est vrai évidemment que jusqu'à l'apparition de la saturation des tôles du transformateur de correction T_1, c'est-à-dire à partir de F. Alors, on assiste sur la courbe 3 résultante, dès le point E, à une remontée de la tension totale.

Toutefois entre N et E, la plage de régulation peut être considérée comme constante dans la plupart des cas. Selon la théorie précédemment établie, on distingue donc deux systèmes d'alimentation des primaires ; branchements parallèle (fig. 57-*1*), ou série (fig. 57-*2*). Le dernier montage est le plus employé car nous verrons qu'il présente le rendement le meilleur. C'est aussi le plus délicat à réaliser, les deux transformateurs réagissant mutuellement l'un sur l'autre.

IX. 4 - PREDETERMINATION PRATIQUE

1. *Système d'alimentation parallèle*

Généralement les calculs se font d'une manière assez empirique : Les puissances approximatives de travail des transformateurs sont évaluées tout d'abord, mais afin de pallier les éventuelles différences de caractéristiques, il faut prévoir une marge assez large. En pratique, le cas le plus fréquent de réalisation consiste en un fractionnement de l'étude, à commencer par le transformateur saturé T_2. Pour ce faire, on emploie le processus de calcul exposé dans le chapitre précédent en prévoyant des prises d'ajustement de tension au secondaire (voir également pages suivantes).

Un banc d'essai analogue à celui de la figure 17* permet la connaissance exacte des caractéristiques du transformateur ainsi réalisé. Ayant relevé une courbe de régulation semblable à celle exposée en 1, figure 52, on choisit judicieusement le point de repos servant de préférence sur le «palier» de régulation (soit 0 sur la figure 52); ce choix doit correspondre évidemment à un fonctionnement compatible avec la température de travail des tôles et avec la tension primaire qu'on s'est fixée. Soit U_{s2} la tension secondaire de référence se rapportant à la tension du secteur U_{po}. En se donnant la tension globale de sortie : U_{so} il est facile de trouver la tension secondaire que doit fournir, avec une tension d'alimentation U_{po}, le transformateur de compensation :

$$U_{s1} = OM = BB' = U_{s2} - U_{so}$$

(voir fig. 52 explications).

* ou figures 39 ou 58

Rappelons, en effet, que l'enroulement secondaire du transformateur T_1 est bien en opposition de phase avec celui du transformateur T_2 et doit «corriger» les accroissements de sa tension.

Dans ces conditions, la grandeur BB' correspond à la tension normale secondaire : $-U_{s1}$. Cette tension, par son sens, corrige bien l'augmentation OM de U_{s2} et l'on a:

$$B'M = OB' - BB'$$

Soit en tension

$$U_{so} = U_{s2} - U_{s1}$$

De ces considérations, il résulte que le rapport de transformation de T_1 est égal à :

$$m = \frac{N_s}{N_p} = \frac{U_{s1}}{U_{po}} = \frac{U_{s2} - U_{so}}{U_{po}} \quad (6)$$

D'autre part, le transformateur T_1 travaillant loin de la saturation, son comportement est linéaire en fonction des variations de tension primaire et la courbe U_{S1} / U_p s'obtient en reliant par une droite, tracée à la règle, l'origine A et le point B (graphique 2 fig. 52).

Cette construction peut être confirmée en effectuant un banc d'essai sur T_1 *2, la différence repérable avec la théorie sera évidemment l'apparition sensible de la saturation des tôles pour une tension primaire assez importante (point F). L'accouplement de T_1 et de T_2 doit donner également en pratique ce que la construction graphique 3 fournit sur le papier en effectuant la différence :

courbe 1 – courbe 2

L'espace NE est appelé «plage de régulation» et son étendue doit répondre aux normes conseillées suivantes:

$$U_{po} \pm 10\ \%$$
$$U_{so} \pm 1\ \%$$

ce qui est commodément réalisable et d'autant mieux si l'on prévoit à l'avance des prises d'ajustement de tension sur le secondaire de T_1.

2. *Système d'alimentation série*

Tout en conduisant à des résultats plus intéressants, le système de la figure 57.2 est en effet plus délicat à déterminer, l'empirisme ne pouvant guère être admis, de prime abord. Toutefois, le «puriste» du calcul trouve là son plaisir puisqu'il semble possible d'établir une théorie. Le point de départ reste encore le système de la figure 1, c'est-à-dire le transformateur saturé et sa résistance de régulation disposée au primaire.

Pour la puissance de travail considérée, on détermine le transformateur saturé comme indiqué dans le premier chapitre. Ensuite la résistance optimum de régulation est calculée en appliquant la formule (3) simplifiée et transposée :

$$R_{ext} = -\frac{\mu_o}{\Delta\mu} \cdot \frac{\Delta U_p}{U_{po}} \cdot Z_{po} \quad (7)$$ *3

Avec :

μ_o : perméabilité de travail : B_o / H

$\Delta\mu$: correspondant au ΔU_p choisi

U_{po} : tension effective du primaire

Z_{po} : impédance vue du primaire $= \frac{U_{po}}{I_{po}}$

Rappelons ici que ΔU_p ne peut être déterminé qu'en fonction de $\Delta\mu$ et vice-versa en relevant ou en calculant auparavant la courbe de :

$$\mu = \frac{L_p}{L_{air}} \text{ en fonction de } U_p$$

(voir au début du chapitre premier). Toutefois notons également pour mémoire que les constructeurs de tôles fournissent les courbes de la perméabilité en fonction du champ inducteur que l'on peut transformer aisément sans difficulté.

Il est bien évident que cette résistance doit être compatible avec la grandeur du secteur, aussi on devra respecter également la relation :

$$R_{ext} = \frac{\overrightarrow{U_{Secteur}} - \overrightarrow{U_{po}}}{I_{po}} = \frac{V_R}{I_{po}}$$

*2 La réalisation de T_1 est classique hormis son induction de travail B qui doit être fixée à une valeur assez faible (inférieure à 0.6 tesla.)

*3 Cette formule n'est valable que pour des ΔU_p et des $\Delta\mu$ faibles pour lesquels le ΔR dû aux pertes dans le fer est négligeable.

C'est ainsi qu'on est fréquemment amené, après avoir déterminé U_{po}, à prendre une R_{ext} insuffisante. Ceci semble une grave erreur car cela conduit bien entendu à une mauvaise régulation.

Considérons donc la formule (7) et appliquons là, en admettant que R_{ext} représente l'impédance vue du transformateur T_1 :

$$\left| Z_{p_1} \right| = R_{ext}$$

En poussant plus loin l'approximation, la formule (7) peut se transformer. En effet, on démontre que :

$$\frac{\Delta U_p}{U_{po}} \# \frac{\Delta B}{B_o}$$

Or $$\frac{\Delta B}{B_o} = \frac{\Delta \mu H_1}{\mu_o H_o}$$

En admettant des écarts assez faibles on pourrait dire que :

$$H_1 \# H_o$$

Il s'en suit donc

$$R_{ext} \# \frac{H_1}{H_o} Z_{po} \approx Z_{po}$$

Soit finalement

$$Z_{po} \approx Z_{p_1}$$

La conclusion découle de cette formule : si l'on veut obtenir le maximum de régulation, il paraît nécessaire que les transformateurs présentent une impédance identique vue du primaire.

Toutefois, cette condition semble assez difficile à appliquer car les relations de puissance ne sont plus respectées. Il faut, en effet, remarquer que les courants primaire et secondaire sont communs à chaque enroulement de T_1 et de T_2 (fig. 26.2) et que s'il faut $Z_{p_1} = Z_{po}$, cela entraîne obligatoirement les égalités :

$$U_{p_1} = U_{p_2}$$

$$U_{s_1} = U_{s_2}$$

Ce qui paraît évidemment difficile à concilier avec le principe de régulation à transformateur saturé.

En définitive, un compromis sera réalisé entre les deux conditions précédentes.

Reprenons la relation (7) et selon l'équivalence exposée figures 55 et 56, nous savons que l'impédance vue du primaire de T_1 doit se rapprocher le plus possible de:

$$Z_{p_1} \longrightarrow R_{ext}$$

Toutefois, il convient d'établir un compromis avec la puissance réellement débitée par T_1.

Des essais multiples ont montré d'autre part que la régulation était satisfaisante pour une résistance série R_{ext} de valeur comprise entre cinq et dix fois la résistance effective de l'enroulement primaire. Cette indication pourra servir de base pour les praticiens désirant effectuer des essais successifs au lieu de calculs. D'ailleurs, s'il veut obtenir une réalisation ayant le maximum d'intérêt, le théoricien «puriste» devra faire quelques concessions, étant donné qu'aucune théorie *simple* ne peut être établie pour une détermination exacte des éléments du régulateur.

IX. 5 - PROCESSUS SEMI-EMPIRIQUE DE DETERMINATION

1) - L'étude se fera en plusieurs étapes successives, la première consistant en la construction du système à transformateur saturé. Après un choix préalable de l'induction de travail comprise entre 1 et 2 teslas ($\times 10^4$ en gauss) suivant les tôles, et déterminée d'après les courbes B-H données par le constructeur, on fixe la tension primaire U_{po}. Cette tension U_{po} doit permettre une résiduelle V_R destinée à la chute de tension aux bornes de la résistance de régulation. Enfin et d'autre part, ayant obtenu R_{ext} par l'un des moyens exposés dans les lignes précédentes, on s'arrangera pour que sa valeur corresponde aussi bien que possible à la tension précédente :

$$R_{ext} = \frac{\overrightarrow{U_{secteur}} - \overrightarrow{U_{po}}}{I_{po}} \approx \frac{\mu_o}{I_{po}} \cdot \frac{\Delta U_p}{\Delta \mu} \quad *_4$$

... La deuxième égalité étant encore une forme particulièrement simplifiée de l'expression (3). (Chap. II - §2) ou de l'expression (7) de ce chapitre.

* 4Généralement on ne tient pas compte des rotations de phase qui s'avèrent assez faibles au primaire.

2) - L'ensemble précédent sera ensuite soumis au banc d'essai de la figure 58 spécialement réservé à la mesure des grandeurs efficaces, quelle que soit la forme du

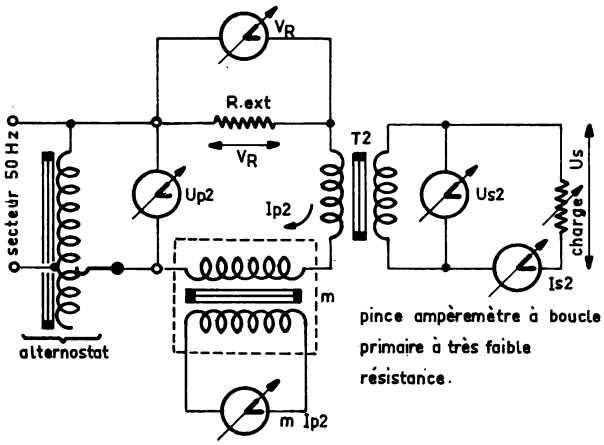


Fig. 58 - Banc d'essai utilisé pour l'étude du transformateur saturé.

signal. On relève ainsi une courbe analogue à celle de la figure 21-1 donnant U_s en fonction de U_p. Suivant la plage de régulation désirée, le point de repos (ou de «référence») 0 sera placé plus ou moins près du coude, en s'efforçant toutefois de minimiser la distorsion par l'emploi d'une induction minimum.

Le point de repos étant fixé, il découle automatiquement les paramètres suivants : V_{Ro}, U_{p_2}, U_{s_2}, I_{p_2} et I_{s_2} lesquelles grandeurs vont permettre la suite des calculs et, en particulier, la détermination de T_1.

3) - Le calcul de T_1 doit s'effectuer à partir des résultats obtenus précédemment tout en satisfaisant les conditions de puissance demandée par la charge . Donnons-nous une tension de sortie U_c, En se reportant au paragraphe de la figure 52, il est facile de remarquer que la tension secondaire de T_1 est issue de la différence :

$$-U_{s_1} = U_{charge} = U_{s_2},$$

Ce secondaire étant en série avec celui de T_2, les courants secondaires sont les mêmes qui obligent :

$$P_{s_1} = U_{s_1} \times I_{s_2} = (U_{s_2} - U_{so})\, I_{s_2}$$

avec : $U_{charge} = U_{so}$

On doit se fixer le rendement «η_G» de T_1 ce qui nous permet de calculer la puissance primaire :

$$P_{p_1} = \frac{P_{s_1}}{\eta_G}$$

Or, *comme vu du primaire, le transformateur se comporte d'une manière identique à la résistance* R_{ext}, la puissance P_{p_1} doit s'identifier à celle consommée dans R_{ext}, pour le courant primaire I_{p_1} donné. Soit, par suite :

$$U_{p_1} \longrightarrow V_R \quad \text{et} \quad V_R \; I_{p_1} \longrightarrow P_{p_1}$$

Si les relations précédentes ne sont pas vérifiées, apparaît nécessairement le stade du tâtonnement et de l'empirisme car nous sommes alors obligés de modifier légèrement la tension primaire U_{p_2} du transformateur saturé.

Il en résulte évidemment un changement de la tension secondaire U_{s_2} puis de U_{s_1} et de P_{s_2}. Par approximations successives, on peut arriver à concilier assez commodément «régulation» et «puissance demandée».

IX. 6 - CONCLUSIONS

La méthode précédente consciencieusement suivie, échelon par échelon, permet la réalisation d'un ensemble stabilisateur cohérent. En général, ce type de régulateur n'est intéressant que pour une puissance débitée assez faible. En effet, le premier système, étant donné la présence de la résistance chutrice de régulation R_{ext}, ne peut posséder qu'un faible rendement (entre 20 et 50 %).

Le deuxième montage paraît plus intéressant, la résistance R_{ext} étant remplacée par un transformateur qui fournit la tension de correction. Là, évidemment, puisque cette tension est en opposition de phase, on retrouve encore une perte notable de puissance. Le rendement ne peut atteindre plus de 75 % environ.

Enfin, comme il a été dit au départ, le gros handicap de ce montage est son désagréable effet déformateur du signal U_s qui se trouve être très riche en harmoniques.

Cela s'explique assez bien: Un transformateur saturé muni de R_{ext} fournit un signal assez déformé U_{s2}. Or, au secondaire on retranche à cette tension un signal U_{s1} parfaitement sinusoïdal puisque provenant d'un transformateur normal.

Diminuer la fondamentale d'un signal impur revient à accroître ses harmoniques. En conséquence la tension fournie est encore moins utilisable que celle du premier montage. Ceci fera d'ailleurs l'objet d'une étude particulière ultérieurement.

IX. 7 - EXEMPLE DE REALISATIONS PRATIQUES

A l'aide de la méthode approchée précédente et en application, il est possible de prévoir deux réalisations de régulateurs ferromagnétiques, l'une répondant au principe 1 de la figure 57, l'autre à celui exprimé sur la même figure en 2.

Les différentes caractéristiques sont résumées dans les tableaux suivants, notamment dans le tableau C.

A

Système de régulation		*Montage n° 1*		*Montage n° 2*	
à Transformateurs		T_1	T_2	T_1	T_2
Profil des tôles au standard :		E_{10}	E_{10}	E_{10}	E_{10}
Longueur de la fenêtre et de la jambe	«*l*»	6,3 cm	6,3 cm	6,3 cm	6,3 cm
Largeur de la fenêtre	«b»	2,1 cm	2,1 cm	2,1 cm	2,1 cm
Largeur de la jambe	«a»	4,2 cm	4,2 cm	4,2 cm	4,2 cm
Hauteur d'empilement	«*h*»	4,65 cm	4,2 cm	3,65 cm	4,2 cm
Largeur hors-tout de la tôle	«*A*»	10,5 cm	10,5 cm	10,5 cm	10,5 cm
Longueur totale de la tôle	«*B*»	12,6 cn	12,6 cm	12,6 cm	12,6 cm
Section du noyau	«*S*»	19,5 cm^2	17,6 cm^2	15,35 cm^2	17,6 cm^2
Aire de refroidissement	«A_F»	660 cm^2	600 cm^2	405 cm^2	600 cm^2
Poids de la ferraille	«*Poids*»	4,25 kg	3,85 kg	2,97 kg	3,85 kg
Pertes dans le fer à B = 0,55 tesla		1 W/kg		1 W/kg	
Pertes dans le fer à B = 1 tesla			2 W/kg		2 W/kg
Pertes dans le fer à B = 1,6 tesla			4,2 W/kg		4,2 W/kg
Température de fonctionnement	«$T°$»	15° C	40° C	13° C	39° C
Température ambiante	«$A°_B$»	25° C	25° C	25° C	25° C
*Induction de travail	«B_{MAX}»	0,55 tesla	1,6 tesla	0,55 tesla	1,6 tesla
Pertes totales dans le fer	«P_{FE}»	4,25 W	16 W	3 W	16 W
Rendement d'empilement	«η_{ET}»	80 %	80 %	80 %	80 %
* Entrefer réduit au minimum possible					
Origine et caractéristiques essentielles de la tôle utilisée		*Tôle du type spécial «2 W/kg» des forges et aciéries de Firminy*			
Epaisseur de la lame		*50/100 de mm*			
Densité du matériau		*7,7 grammes au centimètre cube*			

B

Système de régulation à Transformateurs		*Montage n° 1*		*Montage n° 2*	
		T_1	T_2	T_1	T_2
Rendement du transformateur	« η_p »	77 %	90 %	86 %	90 %
Pertes totales dans le cuivre	« P_{cu} »	6,2 W	14 W	2 W	13 W
Nombre de tours du primaire	« N_p »	1200	276	88	244
Nombre de tours du secondaire	« N_s »	200	630	218	625
Rapport de transformation à vide	« n »	1/6	2,3	2,48	2,56
Diamètre du fil de cuivre isolé émail — prim.	« ϕ_p »	5/10e	10/10e	20/10e	10/10e
Diamètre du fil de cuivre isolé émail — second.	« ϕ_s »	10/10e	10/10e	10/10e	10/10e
Enroulement disposé autour du noyau		primaire	secondaire	primaire	secondaire
Isolation intercouches		nulle pour le secondaire	papier "cristal"	nulle pour le primaire	papier "cristal"
Isolation inter-enroulements		carton de preshpann		carton de preshpann	
Isolation primaire et secondaire		3/10e	de 5/10e	5/10e	de 5/10e
Longueur de la spire moyenne prim.		210 mm	308 mm	186 mm	300 mm
Longueur de la spire moyenne sec.		280 mm	224 mm	242 mm	218 mm
Résistance de l'enroulement prim.	« r_p »	22,5 Ω	1,9 Ω	0,1 Ω	1,8 Ω
Résistance de l'enroulement sec.	« r_s »	1,4 Ω	3,18 Ω	1,2 Ω	3 Ω
Origine et caractéristiques essentielles de la tôle utilisée		*Tôle du type spécial «2 W/kg» des forges et aciéries de Firminy*			
Epaisseur de la lame		*50/100 de mm*			
Densité du matériau		*7,7 grammes au centimètre cube*			

C

Système de régulation à Transformateurs		*Montage n° 1*		*Montage n° 2*	
		T_1	T_2	T_1	T_2
Courant normal primaire	« I_p »	0,190 A	2,4 A	2,7 A	2,7 A
Courant normal secondaire	« I_s »	1 A	1 A	1 A	1 A
Tension primaire	« $U_{p\,1,2}$ »	220 V	117 V	13,5 V	103,5 V
Tension secondaire	« $U_{s\,1,2}$ »	35 V	255 V	31 V	251 V
Tension normale du secteur	« U_{sp} »	220 V	220 V	117 V	117 V
Tension d'utilisation second.	« $U_{s\ moy.}$ »	220 V_{eff}		220 V_{eff}	
Puissance primaire	« P_p »	42 VA	528 VA	36,5 VA	280 VA
Puissance secondaire	« P_s »	35 VA	255 VA	31 VA	251 VA
Rendement réel d'un transform.	« η_p »	77 %	89,5 %	85 %	90 %
Courant consommé à vide	« I_{po} »	37 mA	1,95 A	260 mA	
Tension d'utilisation à vide	« U_{so} »	244 V		232 V	
Rendement global	« η_G »	38,6 %		70 %	
Origine et caractéristiques essentielles de la tôle utilisée		*Tôle du type spécial «2 W/kg» des forges et aciéries de Firminy*			
Epaisseur de la lame		*50/100 de mm*			
Densité du matériau		*7,7 grammes au centimètre cube*			

Il n'est pas besoin d'indiquer le développement théorique qui a conduit à ces résultats. Il suffit, en effet, de se reporter au précédent chapitre pour expliquer le processus employé. D'autre part, en suivant les chiffres pas à pas on retrouve assez bien la méthode utilisée.

Le tableau A groupe les différents paramètres du circuit magnétique tandis que le tableau B se rapporte à ceux des enroulements.

Quant aux essais électriques fondamentaux, valeurs qui ont servi en partie pour l'élaboration des transformateurs, ils sont réunis dans le tableau C. Il est évident que chaque tableau comporte des valeurs d'éléments ou des paramètres dépendant les uns des autres; aussi il n'est pas possible de préconiser un plan de lecture, ni d'indiquer le point de départ le plus logique. On s'inspirera donc de la méthode exprimée dans le chapitre premier mais en répondant toutefois aux exigences exposées dans le paragraphe " Prédétermination".

IX. 8 - ESSAIS DU MONTAGE PARALLELE

Soumis au banc d'essai préconisé dans le chapitre précédent, le montage régulateur utilisant des branchements parallèles pour l'alimentation des primaires, fournit les courbes de la figure. Le transformateur T_2 pris séparément donne la courbe 1 et montre une zone de saturation atteinte dès 200 V au primaire.

En repérant la tension normale primaire : 220 V et, en retranchant de la tension secondaire correspondante, la valeur désirée : 220 V, on retrouve la tension fournie par le secondaire du transformateur T_1 compensateur. En effet, on a :

$$U_{s\ max} - U_{so} \# 255 - 220 \# U_{s_1} \# 35\ V$$

La courbe 2 est linéaire jusqu'au point P (pour V_p = 360 V) où apparaît la saturation des tôles. La résultante 3 est particulièrement linéaire entre 200 et 320 V au primaire. Ensuite, on assiste à un léger minimum, avant une sérieuse remontée.

L'efficacité de régulation en tension peut être calculée à partir de la courbe 3 de la figure 59 :

$$Eff = -\frac{\Delta U_p}{U_{p_c}} \cdot \frac{U_{so}}{\Delta U_s}$$

Soit : Pour $V_{p\ moy} \# 260\ Veff$

$$Eff = \frac{120}{260} \cdot \frac{220}{8} = 12,7$$

Ce chiffre est particulièrement honorable et ne peut se trouver qu'avec des réalisations soignées. Il faut souligner que cette réalisation comme la suivante est issue d'un laboratoire d'essais où chaque paramètre a été ajusté méticuleusement. En particulier, on a été amené à jouer sur les entrefers *5, d'une part, et aussi sur le nombre des spires secondaires du transformateur T_1. Moyennant ces quelques astuces, on peut voir figure 59 combien ce dispositif est relativement intéressant au point de vue régulation.

La régulation en intensité est également valable, ainsi que semble le montrer la courbe 1 figure 60. La tension secondaire totale varie de 6 V seulement autour de 220 V, pour une variation du courant de charge de $\pm$ 50 % autour de 1 A.

Enfin, en consultant les courbes i_{p_1} et i_{p_2} de la figure 61, nous pouvons relever un certain nombre de renseiements.

Tout d'abord, il peut être relevé les intensités à vide du système intensité qui correspond à une perte d'énergie:

*5 Ce moyen d'ajustement permet de régler la grandeur de l'induction du travail des tôles, en particulier pour le transformateur saturé : Quant au nombre de spires, seul celui du secondaire de T_1 fut ajusté.

Pour $I_s = 0$:

$$\left.\begin{aligned} i_{po_1} &= 37 \text{ mA} \\ i_{po_2} &= 1{,}95 \text{ A} \end{aligned}\right\} \quad I_{p\ total} \# 2 \text{ A}$$

En se reportant à la formule de la puissance, on a, avec $U_{p_o} = 220$ V, la puissance perdue à vide :

$$P_o = U_p\ I_{p\ total} \simeq 440 \text{ VA} \quad .$$

Ensuite, on peut calculer le rendement pour l'intensité normale dans la charge.

Pour $I_s = I$ *A*

$$\left.\begin{aligned} i_{p_1} &= 0{,}19 \text{ A} \\ i_{p_2} &= 2{,}4 \text{ A} \end{aligned}\right\} \quad I_{p\ total} \# 2{,}6 \text{ A}$$

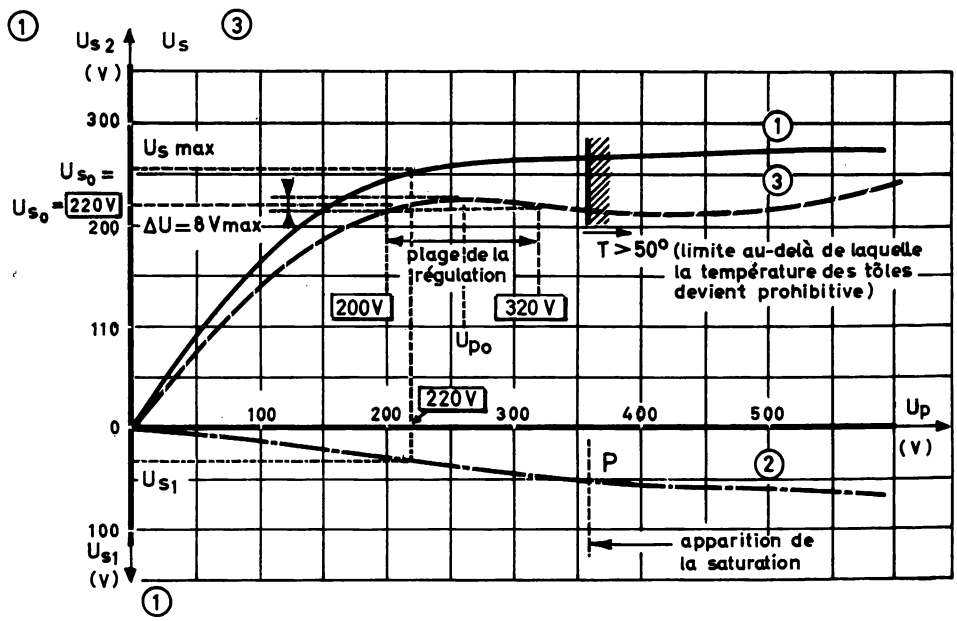


Fig. 59 - Courbes des tensions secondaires données en fonction de la tension primaire (montage 1).

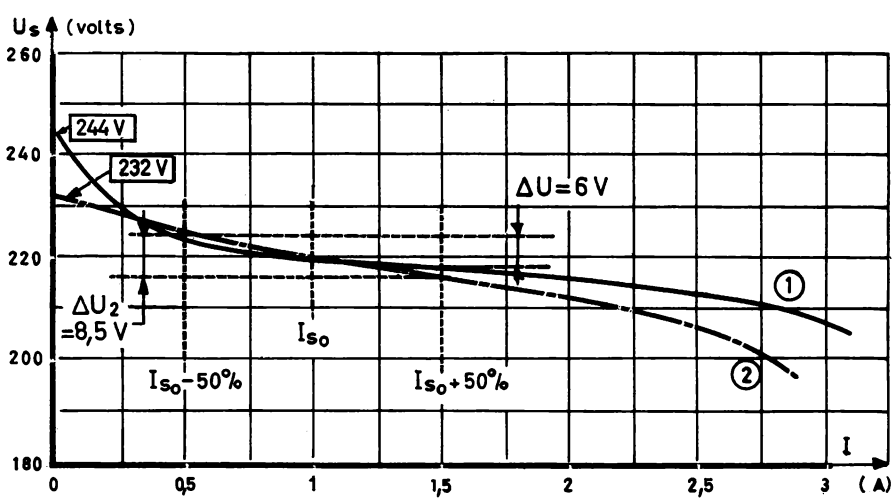


Fig. 60 - Courbe de la tension d'utilisation en fonction du débit secondaire (montage 1).

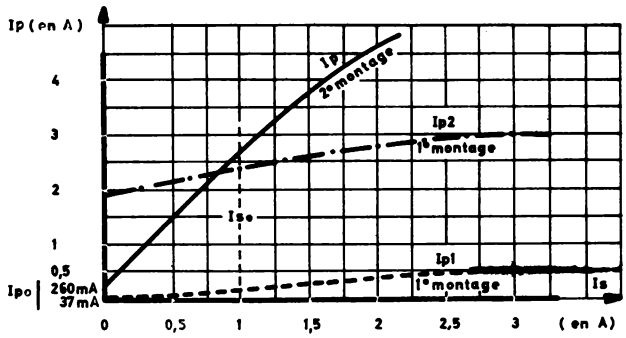


Fig. 61 - Courbe donnant les intensités primaires des transformateurs T_1 et T_2 des montages n° 1 et 2 en fonction du débit demandé par la charge.

Il en résulte les puissances suivantes :

$$P_p = U_{po}\, I_{p\ total} \approx 570\ VA$$

$$P_s = U_{so}\, I_{so} = 220\ V\,A$$

Et enfin le rendement global :

$$\eta_G = \frac{P_s}{P_p} = \frac{220}{570} = 38{,}6\ \% \qquad *6$$

*6 Chiffre normal pour ce type de régulateur

IX. 9 - ESSAIS DU MONTAGE SERIE

Le même banc d'essai vu précédemment permet le relevé de la figure 62.

La forme des courbes est un peu différente étant exprimées en fonction de la tension d'alimentation secteur U_p.

En particulier, la courbe 2 n'est pas linéaire au départ et cette incurvation s'accentue à partir de 220 V lorsqu'apparaît la saturation des tôles. Les autres courbes sont assez semblables au cas précédent sauf au début des caractéristiques où la pente répond à une loi du second degré. Là, encore, on a sensiblement :

$$U_{s_1} = U_{s_2} - U_{so} \# 250 - 220 \# 30\ V$$

- (exactement on mesurerait 31 V).

L'efficacité de régulation en tension est comparable :

$$Eff = \frac{70}{135} \cdot \frac{220}{6} = 22{,}8$$

Elle est toutefois supérieure au cas précédent.

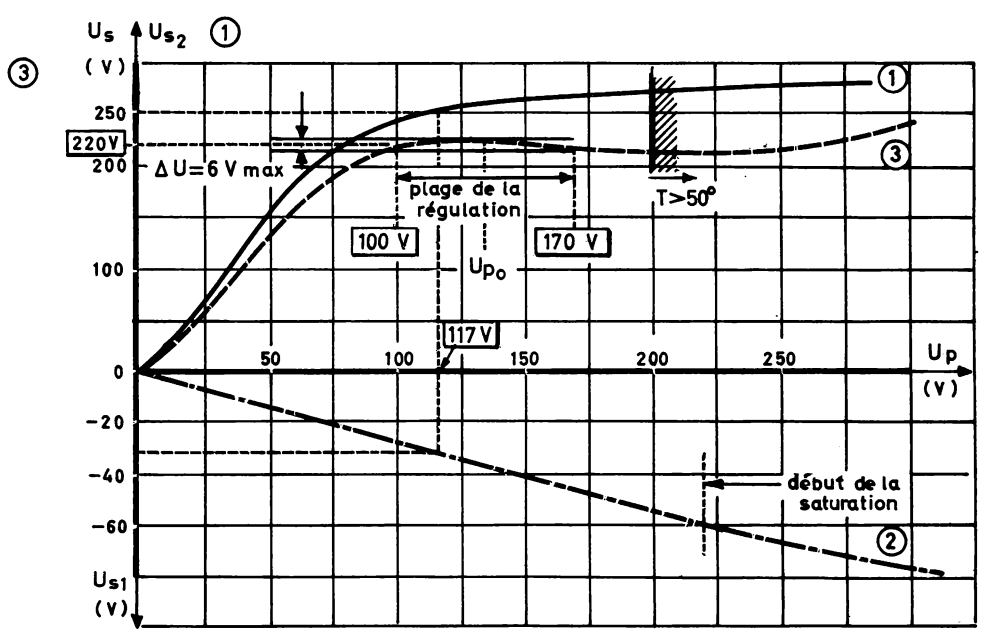


Fig. 62 - Courbes des tensions secondaires en fonction des variations de tension appliquée à l'ensemble des transformateurs (montage n° 2).

Quant à l'efficacité de régulation en intensité, on peut remarquer figure 60 courbe 2, qu'elle est moins bonne, surtout pour les forts débits où la courbe s'infléchit beaucoup.

On relève ainsi :

$$U_s = 220\ V \pm 4{,}25\ V$$

pour $I_s = 1\ A \pm 50\ \%$

Dans le premier système rappelons $\Delta U_s = \pm 3$ V pour la même variation de charge.

Enfin, pour juger du rendement du système reportons-nous à la figure 61, courbe I_p. L'intensité à vide s'élève à : $I_{po} = 260$ mA

D'où la puissance perdue à vide :

$$P_{po} = U_p\ I_{po} = -\ 30\ VA$$

De ce côté, le système d'alimentation série semble plus économique, l'allure de la courbe le montrant d'ailleurs.

Voyons maintenant le rendement en puissance :

$$P_p = 117\ V \times 2{,}7\ A \approx 316\ VA$$

$$P_s = 220\ V \times 1\ A = 220\ VA$$

Soit

$$\eta_G = \frac{P_s}{P_p} = \frac{220\ VA}{316\ VA} \approx 70\ \%$$

Là, encore, le système est de beaucoup préférable.

IX. 10 - CONCLUSIONS

Si les résultats semblent voisins quant à la régulation, il est assez évident que le second système est préférable, bien que la stabilité en intensité soit très légèrement défaillante. En particulier, l'excellent chiffre du rendement autorise un choix irréfutable.

Enfin, signalons pour terminer l'excellent comportement à vide du second système.

CHAPITRE X

Défaut des systèmes régulateurs compensés

X. 1 - DISTORSION D'AMPLITUDE

Le montage régulateur compensé présente, entre autres, un très regrettable défaut : le signal fourni par le système est très déformé. Même en prenant des précautions draconiennes, la tension de sortie comporte un nombre très important d'harmoniques. Leur rang et leur amplitude risque de gêner dans certaines conditions l'amplitude de signaux utiles. Ainsi, redressé convenablement mais filtré succintement, notre signal régulé, certes, mais aussi déformé, peut créer, lors d'une alimentation de circuits BF à grand gain une intermodulation nuisible de l'information utile. Cette distorsion peut se faire pour toutes les fréquences harmoniques et notamment sur des fréquences musicales.

Indépendemment de la source de distorsion par couplage de la haute tension, il peut se produire des couplages magnétiques par induction directe sur les circuits.

Le premier défaut peut se réduire en utilisant des filtres. Quant au deuxième, il ne peut être diminué qu'en employant des blindages efficaces très épais, En réalité, ceci n'est pas indispensable et les blindages peuvent être ramenés à des proportions plus modestes. En effet, les circuits magnétiques, de par leur profil, entourent presque complètement les enroulements ce qui isole magnétiquement le système dans une certaine mesure.

Il nous reste seulement à analyser l'autre défaut.

X. 2 - ANALYSE DE LA DISTORSION

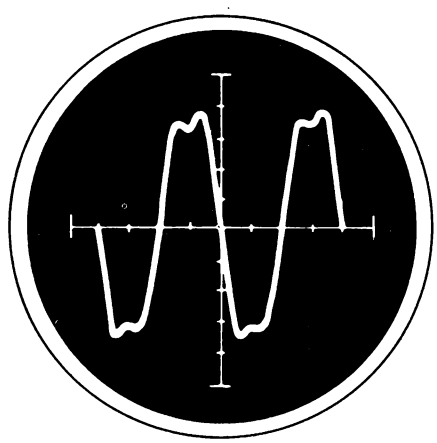
Le montage délivre un signal dont l'allure est représentée par l'oscillogramme de la figure 63. Il s'agit du signal délivré par la réalisation de la figure 57.2 .

La forme à deux bosses est caractéristique : la proportion d'harmoniques impaires est prépondérante.

Pour plus de simplification, admettons pour commencer, que les deux sommets sont situés à la même hauteur : il s'agit de la tension A de la figure 64.

Pour obtenir une tension d'allure sensiblement sinusoïdale (signal D) à partir d'un signal aussi déformé que celui vu en A, il faut retrancher de ce signal une harmonique 3 (signal B) et une harmonique 5 (signal C).

Ce qu'il faut dégager de cette décomposition, c'est l'amplitude de l'harmonique 3 : $U_{H_3} = 30\ V_{max}$.

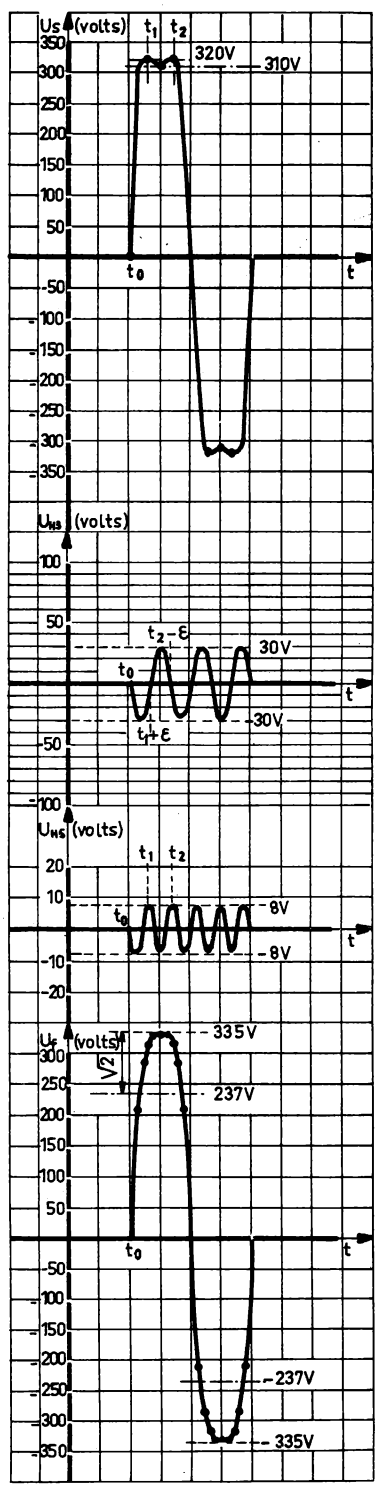


1 division horizontale = 5 ms
1 division verticale = 100 volts
essai effectué avec ... { Up = 120 v ; Is ≠ 1 A ; R. charge ohmique

Fig. 63 - Oscillogramme obtenu avec un régulateur du type série (fig. 57 - 2).

Cette amplitude est assez forte pour que le signal subsiste après le filtrage et crée le phénomène d'intermodulation cité précédemment.

La fréquence de ce signal parasite est à 150 Hz (3×50 Hz) si le redressement est à monoalternance mais à 300 Hz si le redressement est à bi-alternance. Ces deux fréquences sont évidemment audibles et risquent de dénaturer complètement l'information. Il est bien évident, par surcroît, que l'harmonique 5 (amplitude : 8 volts maximum) est encore plus gênante puisque la fréquence se situe à 250 Hz (cas 1) ou 500 Hz (cas 2).



A — signal utile issu du régulateur.

B — signal harmonique 3 composant le signal utile.

C — signal harmonique 5 composant le signal utile.

D — signal sensiblement sinusoïdal issu du signal utile duquel on a soustrait les harmoniques 4 et 5.

Fig. 64 -

En observant la forme exacte du signal quasi-sinusoïdal D (fig. 64), on peut remarquer effectivement qu'il subsiste encore deux très légers sommets. Il résulte de ce fait la présence d'harmoniques de rang plus important (H_7, H_8 ... etc ...) mais leur amplitude respective décroissant rapidement, ils peuvent être considérés comme négligeables.

La forme mathématique de l'expression équivalente au signal D pourra se présenter de la manière suivante :

$$U_s = U_f \sin \omega t - U_{H_3} \sin 3\,\omega t - U_{H_5} \sin 5\,\omega t - U_{H_7} \sin 7\,\omega t \ \ldots \text{ etc } \ldots \text{ etc } \ldots$$

avec les composantes suivantes :

$U_f = 340$ V	$f_0 = 50$ Hz
$U_{H3} = 30$ V	$H_3 = 150$ Hz
$U_{H5} = 8$ V	$H_5 = 250$ Hz
$U_{H7} = 1$ V	$H_7 = 350$ Hz

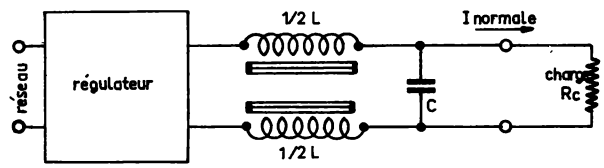
Les composantes ont ici des valeurs précises étant donnée la forme particulière vue en A du signal déformé.

X. 3 - AMELIORATION DU SYSTEME

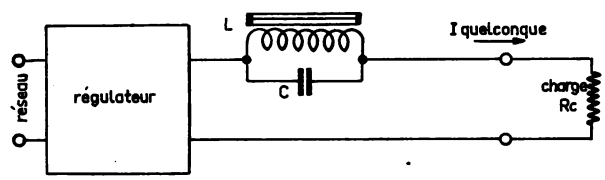
La déformation sera surtout gênante lorsque le système régulateur doit alimenter directement une charge dont le fonctionnement ou la consommation doit se faire exclusivement à 50 Hz (par exemple : dans les servomécanismes). Un exemple précis pourrait être tous les dispositifs en pont qui s'accordent sur une fréquence déterminée. Le remède sera évidemment l'emploi de filtres de fréquence ou de circuits accordés (fig. 65). Les inductances utilisées ne seront pas très résistantes afin de ne pas abaisser le rendement en puissance par des pertes ohmiques supplémentaires. D'autre part le circuit magnétique utilisé travaillera très loin de la saturation pour éviter la déformation du courant utilisé. Dans la version A, on évitera des phénomènes de surtension en dimensionnant convenablement les inductances en fonction de la charge ; en réglant l'entrefer de

ces bobines, on aura un moyen très commode d'ajuster la tension de sortie en fonction du courant consommé. La seconde version B est constituée d'un circuit bouchon qu'on accorde sur l'harmonique de plus grande amplitude, ici, il s'agit de l'harmonique 3.

On pourra imaginer autant de circuits bouchon qu'il y a d'harmoniques gênantes.



A L doit être peu résistante et s'accorder sur la fréquence du secteur avec C de telle façon que $\frac{1}{Rc}\sqrt{\frac{L}{C}} \ll 1$



B L et C doivent s'accorder sur l'harmonique 3 de la fréquence du réseau (150 Hz). La résistance de la bobine doit être très faible.

Fig. 65 - Filtres des fréquences harmoniques.

X. 4 - SYNTHESE DE LA DISTORSION

Maintenant que la distorsion a été qualitativement et quantitativement analysée, il convient d'en indiquer la cause probable.

Rappelons le principe de la régulation compensée: Le signal issu du transformateur saturé T_2 (fig. 57 *1* ou *2*) s'oppose à celui du transformateur compensateur T_1 Si la première tension affecte la forme théorique arrondie A (fig. 66), caractéristique d'une distorsion assez faible, avec la sinusoïde B qui se retranche, on obtient bien une onde déformée à deux sommets C.

Les valeurs de tensions indiquées sur les figures correspondent aux exemples pratiques vus dans le chapitre précédent.

La forme arrondie est toute théorique car, en pratique, il se superpose des harmoniques pairs à faible amplitude pour une distorsion faible (fig. 6 chap. 2). On a simplifié, ici, la forme originale, afin de faciliter les constructions graphiques; mais, en réalité, on obtient une onde se rapprochant beaucoup de la forme E (fig. 67) Elle résulte de la composition du signal à deux sommets vu précédemment, avec des harmoniques 2 et 4 déphasés à chaque fois de 90° vis à vis de la précédente composante du spectre (signaux B et C). La résultante des deux premières harmoniques donne le signal D et la construction graphique avec le signal déformé théorique donne bien le signal pratique réel E. Généralement on peut rencontrer une inversion des deux sommets; celui de t_2 peut être supérieur à celui de t_1 (fig. 63). Il suffit de retourner le signal D ce qui revient à inverser de π la phase des composantes harmoniques 2 et 4, B et C.

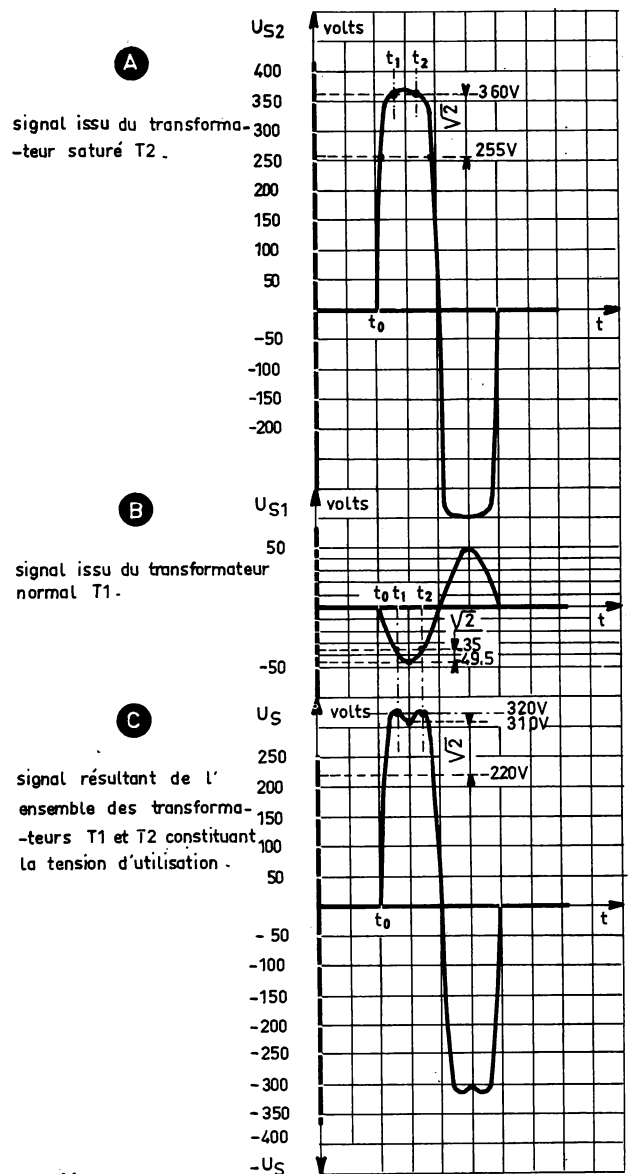


Fig 66 -

L'amplitude des composantes a été choisie de telle manière que la forme se rapproche beaucoup de celle vue en pratique mais leur valeur peut être tout autre.

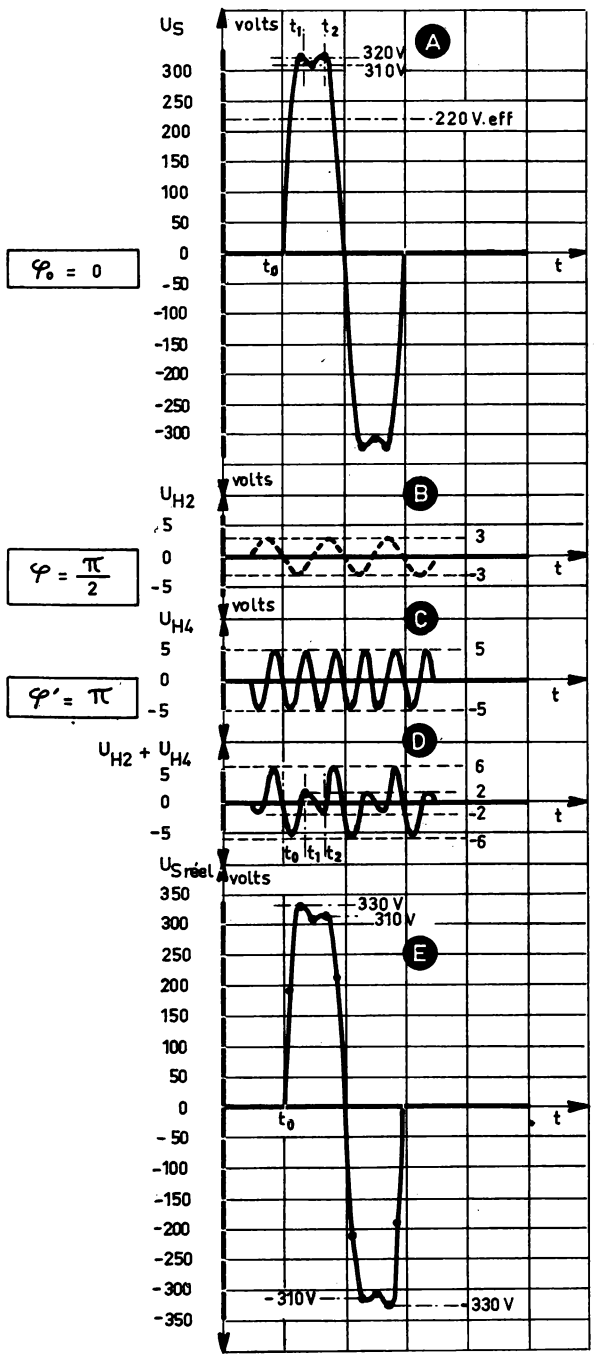


Fig. 67 -

En particulier, pour des distorsions plus grandes, l'amplitude de l'harmonique 4 s'accroîtra et l'un des deux sommets s'amplifiera jusqu'à devenir une pointe, d'ailleurs fort gênante, parfois catastrophique, même.

Ainsi, si la régulation du système s'avère fort convenable, ce montage ne peut délivrer une tension pure même après un filtrage adéquat car il subsiste toujours une composante harmonique nuisible. Toutefois, si ce défaut est considéré comme un échec dans certains cas, le système reste utilisable, dans bien des cas, surtout si la puissance mise en jeu est faible.

X. 5 - ACTION D'UNE CHARGE REACTIVE - DEPHASAGE ENTRE $\overrightarrow{U_{s1}}$ et $\overrightarrow{U_{s2}}$

Puisque nous avons parlé d'échec dans le précédent paragraphe, il faut encore ouvrir une parenthèse.

Une autre cause d'échec dans la régulation est le déphasage possible entre les tensions secondaires des deux transformateurs. Si la phase n'est pas exactement de 180° il ne se produit pas une soustraction rigoureuse entre $\overrightarrow{U_{s1}}$ et $\overrightarrow{U_{s2}}$ et la régulation s'en trouve réduite.

Les montages vus dans l'étude précédente ont été étudiés et ajustés de telle manière que les déphasages n'existaient pas (ou peu) ... Mais il n'est pas certain que des réalisations de constructions en "chaîne" aient les mêmes performances que celles effectuées, comme précédemment, en laboratoire. (voir fig. 68 cas idéal)

Considérons les trois exemples de déphasage exposés figure 69. Le cas 1 correspond à une charge purement ohmique. En effet, U_s est en phase avec I_s. On peut remarquer que les tensions secondaires présentent des déphasages non négligeables vis-à-vis du courant pris comme origine des phases ; ils sont "en avance", c'est-à-dire, ce sont des déphasages positifs, puisque les enroulements secondaires sont évidemment selfiques. On notera également le déphasage existant entre les vecteurs $\overrightarrow{U_{s1}}$ et U_{s2} et rappelons que normalement ces

deux vecteurs doivent être situés sur le même axe que I_s et U_s (fig. 68). On s'imagine assez facilement l'erreur résultant de ce déphasage en soulignant que le vecteur

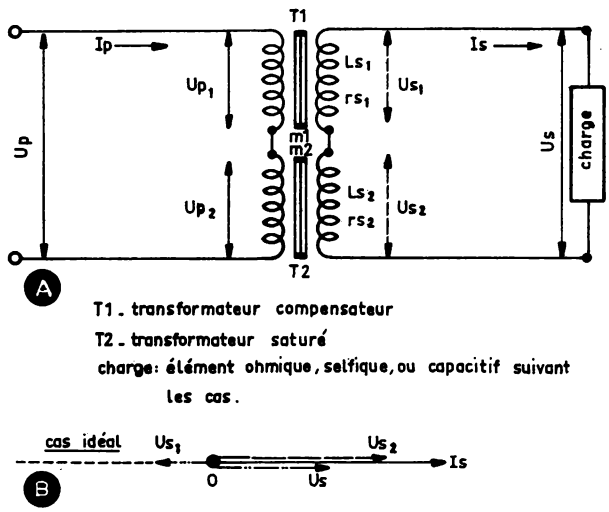


Fig. 68 - a) Rappel du montage stabilisateur avec les indices du texte. b) Diagramme vectoriel idéal (charge ohmique).

$\overrightarrow{U_{s1}}$ varie en amplitude alors que le vecteur $\overrightarrow{U_{S_2}}$, fourni par le transformateur saturé, reste sensiblement constant. Comme conséquence, puisque dans ce cas I, $\overrightarrow{U_s}$ doit rester en phase avec $\overrightarrow{I_s}$, on doit assister à un glissement du vecteur $\overrightarrow{U_{s2}}$, augmentant ainsi le déphasage φ_2 et diminuant le rendement réel de ce transformateur.

Le cas II se rapporte à une charge capacitive (soit, par exemple, l'impédance d'entrée d'un système redresseur monoplaque à capacité en tête).

Les défauts signalés précédemment se retrouvent ici, mais amplifiés. Le rendement du transformateur T_2 est encore diminué, le déphasage φ_2 ayant augmenté comme l'indique la construction de *FRESNEL*

Quant au cas III, il se trouve être le plus désastreux les déphasages φ_1, φ_2 et ϕ_t étant assez importants, ce cas correspond à une charge inductive et ceci peut très bien arriver avec un transformateur, travaillant anormalement, comme impédance de charge. Ici le " cos φ" de l'installation est déplorable.

Remarquons, toutefois, au point de vue régulation que la situation n'est pas tout à fait catastrophique ; en effet, le déphasage entre $\overrightarrow{U_{s1}}$ et $\overrightarrow{U_{s2}}$ est sensiblement constant, quels que soient les cas, ainsi que semble le montrer la figure 69. Il faut souligner que le déphasage entre $\overrightarrow{U_{s1}}$ et $\overrightarrow{U_{s2}}$ est surtout fonction des caractéristiques propres des transformateurs, et en particulier, des pertes totales dans le fer et dans le cuivre. En conséquence le déphasage entre $\overrightarrow{U_{s1}}$ et $\overrightarrow{U_{s2}}$ est surtout fonction des caractéristiques des transformateurs et ensuite, en second lieu, de la charge.

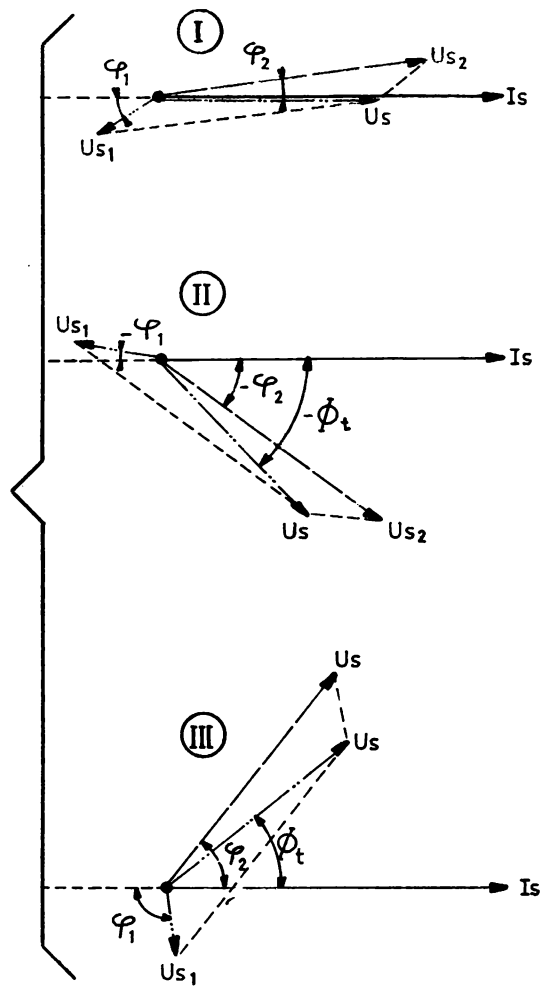


Fig. 69 - Déphasages possibles entre les tensions secondaires des transformateurs du régulateur ferro-magnétique à transformateur compensateur.

X. 6 - APPRECIATION DES DEPHASAGES ENTRE TRANSFORMATEURS

Il est difficile d'évaluer à l'avance les déphasages précédents ; toutefois, certaines théories faisant appel aux lois fondamentales de l'électricité éclaircissent assez bien le problème pour aboutir à des résultats concrets. Indiquons entre autres méthodes le diagramme de *KAPP* bien connu des électriciens. Cette méthode s'effectue en deux temps et à partir d'essais effectués sur chaque transformateur. Pour ce faire, on utilise le montage de la figure 70-A, lequel montage permet la connaissance de la tension de court-circuit V_{pc} *correspondant au courant secondaire normal* I_s . Connaissant

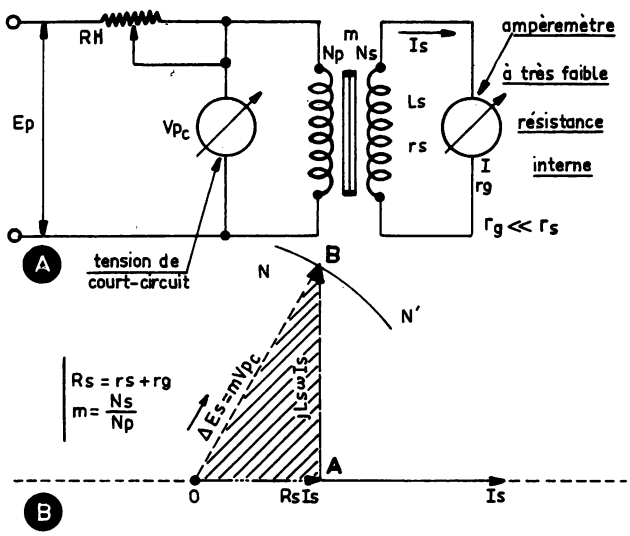


Fig. 70 - Banc d'essai de Kapp. a) montage utilisé pour la mesure des paramètres de Kapp. b) triangle fondamental de Kapp.

le rapport de transformation $m = \frac{N_s}{N_p}$ et ayant mesuré la résistance totale secondaire $R_s = r_s + r_g$, on peut déterminer tout d'abord la tension à vide secondaire

$$\overrightarrow{\Delta E_s} = m V_{pc}$$

Après avoir disposé sur l'axe des abcisses le vecteur $\overrightarrow{OA} = \overrightarrow{R_s I_s}$, on trace l'arc de cercle NN' de rayon $\overrightarrow{OB} = \overrightarrow{\Delta E_s}$

L'intersection de la perpendiculaire au point A permet la création du vecteur $\overrightarrow{jL_s \omega I_s}$ représentant, la réaction inductive du transformateur.

On obtient donc le triangle fondamental de *KAPP* (fig. 70. B) valable pour n'importe quelle construction vectorielle se rapportant au courant secondaire normal I_s

Ce triangle OAB étant connu nous pouvons maintenant dresser le diagramme de *KAPP* de chaque transformateur.

1) Pour ce faire, deux moyens peuvent être employés. Le premier consiste à effectuer des mesures sur le transformateur :

a) *A Vide* (secondaire en l'air) : on mesure à l'aide d'un voltmètre très résistant la grandeur absolue de la F.E.M. secondaire : E_s

b) *En charge normale* (pour le courant secondaire I_s fixé), ce même voltmètre indique la ddp en charge U_s.

Ayant construit le triangle de *KAPP*, du point B (fig.71), on trace un arc de cercle de rayon $|U_s|$ et du point O un autre arc de cercle de rayon $|E_s|$. L'intersection de ces deux parties de circonférence donne le point C, sommet des vecteurs $\overrightarrow{U_s}$ et $\overrightarrow{E_s}$.

De B, en traçant un arc de cercle de rayon $|E_s|$, on peut faire apparaître la différence de longueur C D représentant la "chute interne" en rapport avec le rendement du secondaire.

Enfin, avec la parallèle à l'axe des courants le vecteur $\overrightarrow{U_s}$ délimite un angle φ_2 représentant le déphasage entre la tension et le courant secondaire.

La construction précédente peut être faite pour chaque transformateur du régulateur en prenant soin d'inverser l'un des deux diagrammes afin de figurer l'inversion de phase du transformateur compensateur (fig. 71) . On obtient ainsi les vecteurs $\overrightarrow{OB'}$ et $\overrightarrow{OC'}$ pour le transformateur T_1 et les vecteurs $\overrightarrow{OB}$ et $\overrightarrow{OC}$ pour le transformateur T_2.

Pour définir maintenant le déphasage entre les deux tensions secondaires, on fait coïncider les points B et B' comme le montre la figure 72.

La construction simple du parallélogramme B C O'C' fournit *la tension résultante* U_s *donnée par le régulateur* et dont le déphasage vis à vis du courant I_s est ϕ_t.

Il en résulte également le déphasage nuisible entre $\overrightarrow{U_{s1}}$ et $\overrightarrow{U_{s2}}$:

$$\varphi_0 = \pi - (\varphi_1 + \varphi_2)$$

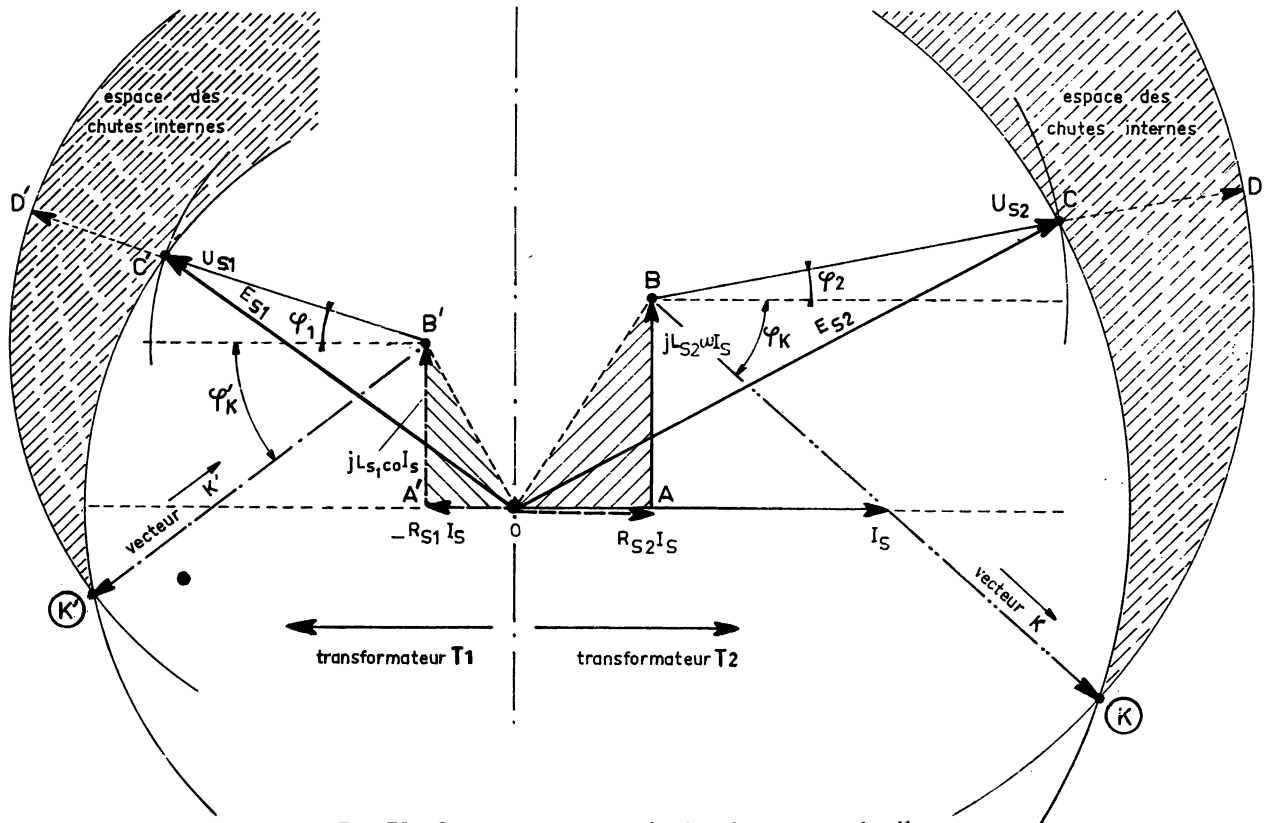


Fig. 71 - Construction comparée des diagrammes de Kapp des transformateurs T_1, T_2.

Normalement φ_o = 180° si la charge était purement ohmique. Mais, évidemment, ce n'est pas le cas dans notre application.

2) La deuxième méthode nécessite un déroulement inverse des calculs. Dans le montage en état de marche normale, on mesure I_s, U_s et ϕ_t.

Connaissant les tensions normales que doivent fournir les secondaires, il est assez facile de reproduire le diagramme de la figure 72 et par suite de connaître φ_o.

Le processus reste identique pour la construction du diagramme de *KAPP* mais, dans le cas présent, les déphasages φ_1 et φ_2 sont connus.

- REMARQUES IMPORTANTES

1°) La dernière méthode est plus rigoureuse car le déphasage ϕ_t est défini par la mesure et s'applique ainsi à n'importe quel montage.

2°) En particulier, on peut noter le cas où la charge est capacitive (contrairement aux exemples précédents où la charge est résolument selfique).

L'exemple le plus remarquable consisterait en un circuit *composé en majeure partie d'un condensateur.* Le déphasage est alors $-\phi_t'$ (fig. 72) et découle de la construction de deux vecteurs particuliers issus du diagramme de *KAPP* représenté figure 71. On peut voir en effet que ces vecteurs $\overrightarrow{K}$ et $\overrightarrow{K'}$ correspondent à des chutes internes nulles. Il va sans dire que cette solution est très défavorable pour la régulation et qu'on devra, à tout prix, *EVITER L'EMPLOI* de *CHARGE CAPACITIVE* (cas des redresseurs genre "tous courants" à capacité "en tête").

avec la tension primaire V_p alors que celui $\overrightarrow{U_{s_2}}$, issu d'un transformateur saturé reste sensiblement constant

3°) Rappelons une autre source d'erreur et de défaut dans la régulation : le vecteur $\overrightarrow{U_{s_1}}$ varie relativement

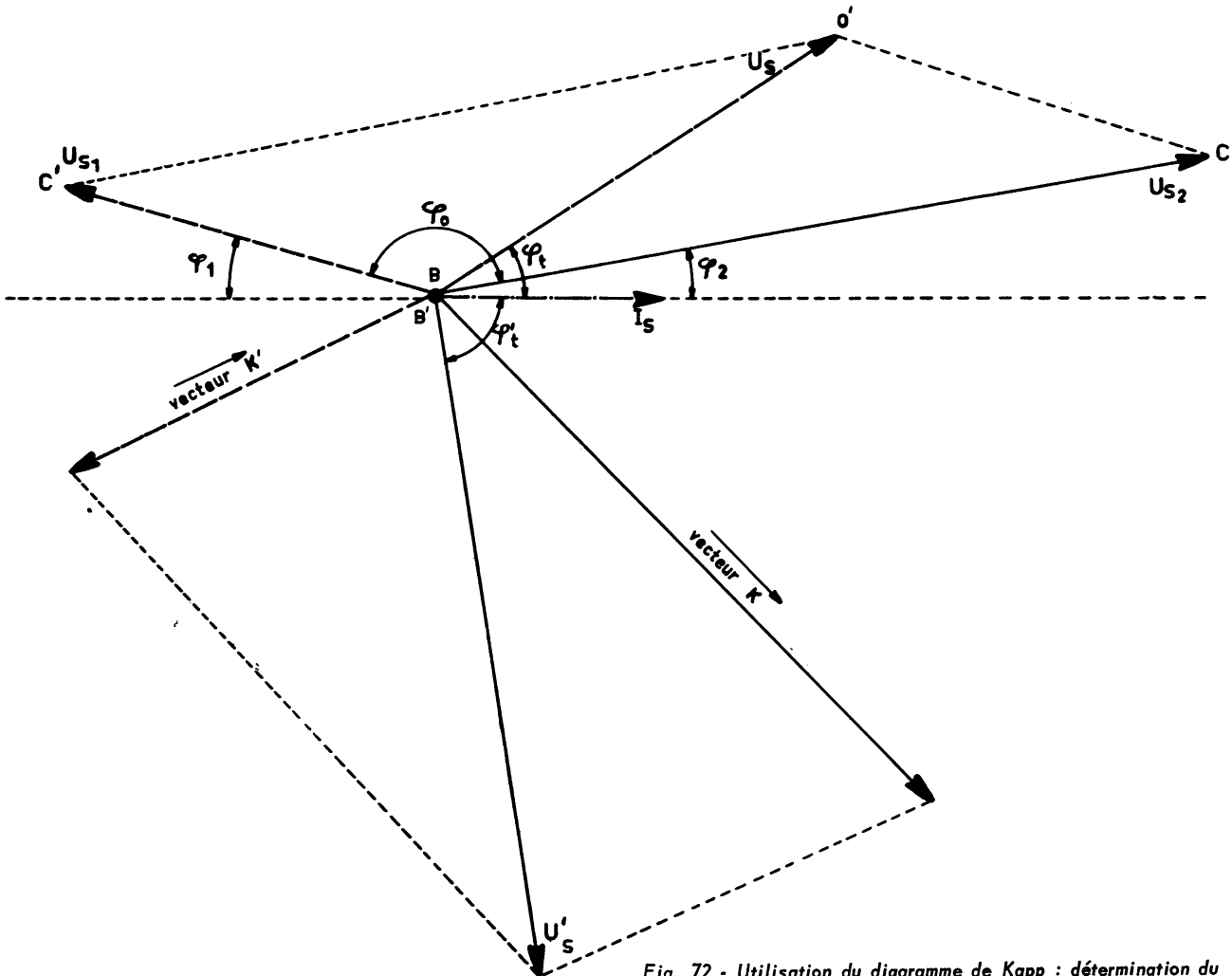


Fig. 72 - Utilisation du diagramme de Kapp : détermination du déphasage entre transformateurs T_1 et T_2.

dans un domaine assez large.

4°) Les vecteurs $\overrightarrow{U_{s_1}}$ et $\overrightarrow{U_{s_2}}$ peuvent être fixés par calcul en admettant une charge donnée. Il suffit pour cela de calculer les transformateurs en conséquence. Quant au vecteur $\overrightarrow{E_s}$, il peut être déterminé théoriquement si l'on connait la tension primaire et les pertes dans le fer et dans le cuivre. On a en effet :

$$E_s = m V_p$$

$$\text{avec } V_p \approx U_{\text{secteur}} - \frac{P_{Fe}}{I_p} - r_p I_p$$

Dans ce dernier cas, on néglige les fuites magnétiques et la réaction inductive primaire $jL_p \omega I_p$.

CHAPITRE XI

Principe des systémes à ferro-résonance série

XI. 1 - MONTAGE THEORIQUE

Le système élémentaire est des plus simples puisque composé uniquement d'un condensateur en série avec une inductance à fer (fig. 73).

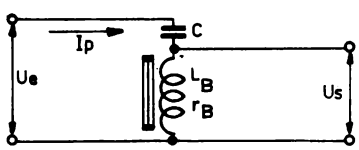


Fig. 73 - Schéma théorique du montage mettant en évidence le cycle de ferro-résonance.
Nota : L_B variable en fonction de U_e ou de I_p.

Le noyau magnétique de l'inductance est soumis à une induction variable lorsque la tension d'entrée U_e change de valeur. Il s'ensuit bien entendu une variation de l'inductance «L_B» et du courant total «I_p».

Or, si l'on choisit un condensateur de valeur telle qu'il s'accorde pour une grandeur donnée de l'inductance à la fréquence du secteur et pour une certaine tension d'entrée «U_e», il se produira un phénomène irréversible de résonance.

Mais considérons tout d'abord la forme particulière de la loi de variation de la courbe courant-tension. En se reportant à la figure 74, nous pouvons remarquer que la courbe A présente tout d'abord une montée OA régulière de faible pente ; ensuite, dans la zone AB le phénomène se modifie complètement : on assiste à une très rapide montée du courant : cette zone correspond à la résonance série de «L_B» et «C», le courant devenant proportionnel uniquement aux pertes matérialisées par la résistance série «r_B».

Lorsque «U_e» croît encore «L_B» varie encore (zône BC) mais tend très rapidement vers zéro puisqu'alors le circuit magnétique du bobinage se trouve soumis à un régime d'intense saturation.

En effet, il faut souligner que l'inductance à fer : $L_B = \mu L_{air}$, or, pour $\mu = 0$, $L_B = 0$ (courbe B). Il s'en suit évidemment non pas une décroissance du courant

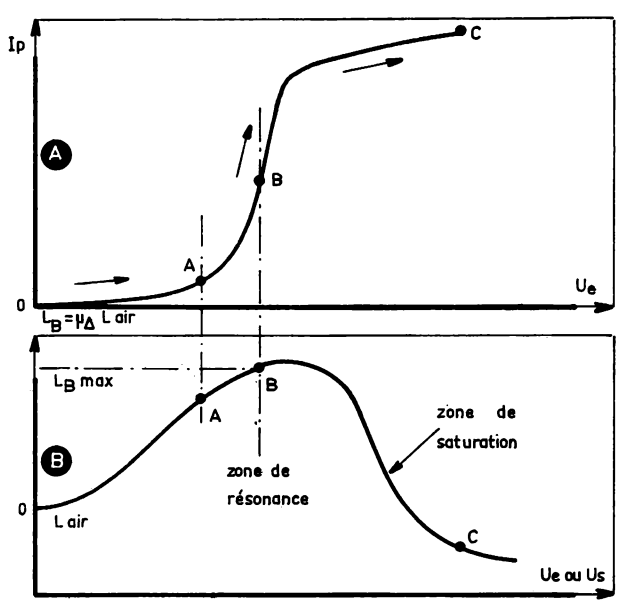


Fig. 74 - Comparaison du cycle d'aller avec la variation apparente de l'inductance à fer.

I_p après la résonance mais au contraire une montée progressive de ce courant. Au voisinage de la résonance, l'impédance du circuit est donné par l'expression :

$$Z_T = r_B + j \left(L_B \omega - \frac{1}{C \omega} \right)$$ avec L_B la variable

Lorsque $L_{B_o} \omega = \frac{1}{C \omega}$, $Z_{T\ min} = r_B$.

Ensuite, pour $L_B \omega < \frac{1}{C \omega}$ c'est-à-dire lorsque la tension alternative «U_e» croît encore, on peut considérer que $L_B \omega$ est tout à fait négligeable devant $\frac{1}{C \omega}$ et qu'il reste pour l'impédance :

$$Z_T = r_B + \frac{1}{jC \omega} = \textit{constante}$$

En réalité il convient également de noter que la résistance série r_B n'est pas constante et qu'elle croît à mesure que les pertes dans la ferraille augmentent lors de la saturation. C'est une raison supplémentaire pour limiter l'accroissement de «I_p».

XI. 2 - CYCLE DE FERRO-RESONANCE

Si la forme particulière de la courbe I_p / U_e peut être expliquée assez clairement, il convient de souligner deux aspects frappant de ce phénomène :

1 - Tout d'abord la montée est très abrupte, ce qui sous-entend l'existence d'un phénomène cumulatif en plus du phénomène simple de résonance.

2 - En effectuant des mesures du courant «I_p» pris par l'impédance complexe avec des valeurs croissantes de tension «U_e» et, ensuite, avec des valeurs décroissantes, *la courbe ainsi constituée ne passe pas par les mêmes points à «l'aller» et au «retour»*

Effectivement, si on réalise le banc d'essai de la figure 75, composé d'appareils* ferro-magnétiques, on relève les courbes de la figure 76. Il est facile de remarquer deux modifications brusques d'état : en A et en B. Considérons les deux courbes du cycle ferro-résonance :

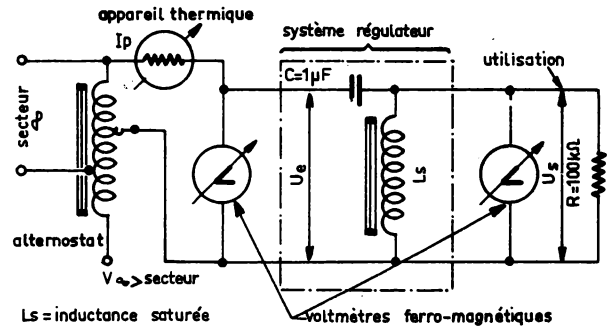


Fig. 75 - Banc d'essai du système régulateur à inductance saturé (système ferro-résonant).

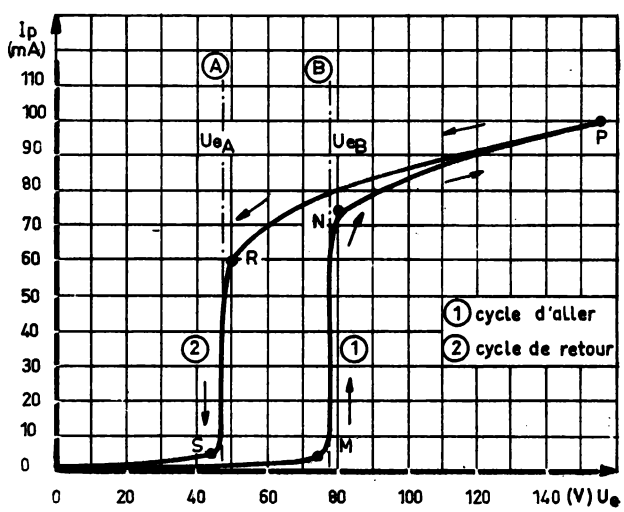


Fig. 76 - Cycle de ferro-résonance en intensité.

XI. 3 - CYCLE D'ALLER

Lorsque l'inductance présente une valeur telle que l'on soit au voisinage de la résonance, la tension aux bornes de l'inductance est liée à la tension globale par la relation :

$$U_s = Q_B \, U_e$$

Ainsi la tension «U_s» s'apparente à une surtension, le facteur «Q_B» étant fonction de l'inductance «L_B» :

$$Q_B = \frac{1 + jS}{1 + jS \left(1 - \frac{\omega_o^2}{\omega^2} \right)} \quad \text{avec } S = \frac{L_B \omega}{r_B}$$

* La tension n'est pas sinusoïdale lorsque le fer de l'inductance est saturé

«S» étant la surtension théorique.

A la résonance exacte, on sait que le facteur de surtension se limite à :

$$Q_{oB} = 1 + jS_o$$

ce qui fait en valeur réelle :

$$U_{so} = \sqrt{1 + S_o^2} \cdot U_e$$

Le problème se résume donc à l'étude de la surtension «S» dont la composition est faite de «L_B», qui croît pour des tensions faibles ou qui décroît la saturation du fer étant atteinte, et de «r_B» qui augmente sans cesse avec «U_e».

La connaissance exacte du matériau utilisé pour le circuit magnétique permettrait de calculer «L_B» et «r_B» et, de ce fait, la détermination théorique de «U_{so}» semble possible. Toutefois il est facile de voir que la résolution est loin d'être commode, aussi, on se limitera, ici, à une explication physique du problème.

Au voisinage de la résonance, l'inductance à fer voit sa valeur croître à mesure que la tension augmente à ses bornes ; ce phénomène est dû au fait que nous sommes dans la zone décroissante de la perméabilité, cette dernière augmentant avec l'induction et, par suite, avec la tension. Mais, si l'on augmente la tension globale «U_e», puisque «L_B» croît, on se rapproche encore davantage de la résonance et, *alors la surtension s'élève*.

Si la surtension se rapproche de sa valeur maximum, cette cause a pour effet d'augmenter encore l'inductance «L_B» ce qui accroît également la surtension aux bornes. etc ... Il se produit donc, on le voit, un phénomène cumulatif qui a pour tendance d'accélérer encore la modification d'état de fonctionnement du système. Ceci explique la pente abrupte en B de la courbe 1, (fig.76). La zone MN est en effet pratiquement verticale. Arrivé en N, le courant atteint une valeur qui n'est limitée uniquement que par les pertes du circuit série. Mais à mesure que le courant augmente, les tôles de l'inductance à fer sont soumises à une induction de plus en plus grande. Il arrive donc un moment où ces tôles se trouvent saturées et cet effet se produit avec la même rapidité que la montée de l'intensité.

Dès lors, l'inductance L_B disparaît très vite et l'impédance résiduelle du circuit série se limite à :

$$Z_{série} = r_B - j \frac{1}{C\omega}$$

comme il était démontré plus haut.

Cette impédance est sensiblement constante et si «U_e» augmente encore, comme :

$$I_p = \frac{U_e}{Z_{série}},$$

I_p croît progressivement. C'est la zone NP de la courbe 1

XI. 4 - CYCLE DE RETOUR

Considérons la courbe 2 de la figure 76 . Il est facile de voir que :

a) La pente de la courbe est modifiée dès le point P pour des tensions effectivement décroissantes.

b) La zone de «basculement» a lieu en A pour une tension bien inférieure au cas des tensions croissantes.

c) La pente de la zone de modification d'état paraît légèrement moins abrupte qu'en B.

Ces constatations résultent d'un phénomène propre à la résonance d'un condensateur avec une self à fer progressivement saturable. Les effets de la résonance électrique alliés à ceux du ferro-magnétisme déterminent le «*cycle de ferro-résonance*».

Lorsque la tension globale U_e décroît, au voisinage du point P, l'inductance est saturée. Nous nous trouvons sur le flanc décroissant de l'inductance L_B à fer (fig. 74 B zone BC).

Il en résulte qu'une diminution de tension globale «U_e» entraîne *une augmentation de l'inductance* L_B.

La saturation du fer du circuit magnétique diminue au contraire : r_B *diminue également*. Il s'ensuit que la

qualité du circuit série s'améliore, Q_B *augmentant.*

Mais si Q_B augmente, la *surtension aux bornes de l'inductance s'élève aussi et ce phénomène est en opposition avec la diminution provoquée de* U_e.

Nous nous trouvons donc en présence de deux effets antagonistes qui déterminent le fonctionnement suivant:

- U_e diminue
- $U_s = Q_B\ U_e$

$$\begin{cases} \text{avec } Q_B \text{ qui croît, d'où :} \\ U_s = \text{ sensiblement constante} \end{cases}$$

Or, si la tension de sortie U_s ne bouge pratiquement pas il en résulte que :

a) L'intensité I_p varie peu lorsqu'on modifie la tension U_e.

b) La tension globale créant au retour le «basculement» est nécessairement plus faible.

Il arrive naturellement un moment où l'augmentation de l'inductance L_B cesse : On atteint alors la valeur maximum. L'effet antagoniste à la diminution de U_e décroît donc progressivement à mesure que la saturation disparaît.

Enfin, en abordant le flanc de montée de l'inductance, le phénomène s'inverse et il s'ensuit *que toute diminution de «*U_e*» entraîne une diminution de «*L_B*»* (fig. 74 B zone O A B). Mais revenons à la zone R P. (fig. 76).

Lorsque U_e décroît, l'induction dans les tôles doit en principe baisser, d'où une baisse des pertes et de «r_B».

Toutefois si l'on se reportait au chapitre de la technologie des transformateurs à haute induction, on pourrait voir que la croissance des pertes dans le fer est beaucoup moins grande pour les inductions faibles que pour les fortes. Dans ces conditions «r_B» diminue donc beaucoup plus vite.

Les deux constatations précédentes conduisent maintenant à *une diminution notable de «*Q_B*»*, laquelle surtension donne une tension «U_s» décroissante aux bornes de la bobine à fer.

En résumé, si l'on remarque bien, «U_s» *varie donc bien dans le même sens que «*U_e*»*

Lorsque la tension «U_e» sera assez faible pour que la tension de surtension «U_s» décroisse suffisamment, l'inductance «L_B» aura diminué d'autant et l'on se rapprochera à nouveau de la résonance.

Mais il faut bien, on le voit, une tension d'alimentation plus faible pour que :

$$L_B\ \omega = \frac{1}{C\ \omega}$$

Ceci explique, en effet, que la tension de «basculement» soit, au «retour», plus faible que pour l'«aller» :

$$\mu_{eA} < \mu_{eB} \quad \text{(fig. 76)}$$

Arrivé au voisinage de la résonance le même phénomène se produit : Une diminution de tension globale «U_e» occasionne une décroissance de la surtension «U_s» qui abaisse de ce fait la valeur de l'inductance à fer L_B, laquelle inductance diminue le coefficient de qualité Q_B donc la surtension ... etc ... etc ... Il s'agit bien d'un phénomène cumulatif qui ramène le fonctionnement à son état initial (zone O S, fig. 76).

XI. 5 - REGULATION EN TENSION

Nous avons vu précédemment que la surtension aux bornes de l'inductance se modifiait très vite à chaque basculement mais restait également sensiblement constante *immédiatement avant ou après*.

La tension de sortie constitue donc un palier dans la zone de saturation.

Avec l'aide du banc d'essai de la figure 75, nous pouvons relever la courbe de la figure 77 qui groupe les variations de la surtension aux bornes de la bobine en fonction de la tension d'entrée.

En observant la courbe précédente nous voyons que:

a) Pour une variation notable de tension d'entrée «U_e», la tension de sortie reste sensiblement constante.

b) Nous avons bien affaire à une surtension puisque dans la région CP, la tension de sortie «U_s» est supérieure à la tension globale «U_e».

c) La région OP correspond bien à un régime de saturation du circuit magnétique, la bobine* étant prévue pour une tension de travail inférieure à 80 Veff.

d) Si le point de repos normal est fixé en M, des variations de tension de part et d'autre de ce point ont lieu sur la courbe 1 pour un accroissement de la tension et sur la courbe 2 pour une diminution. Cela étend la zone d'utilisation depuis le point 0 jusqu'au point P.

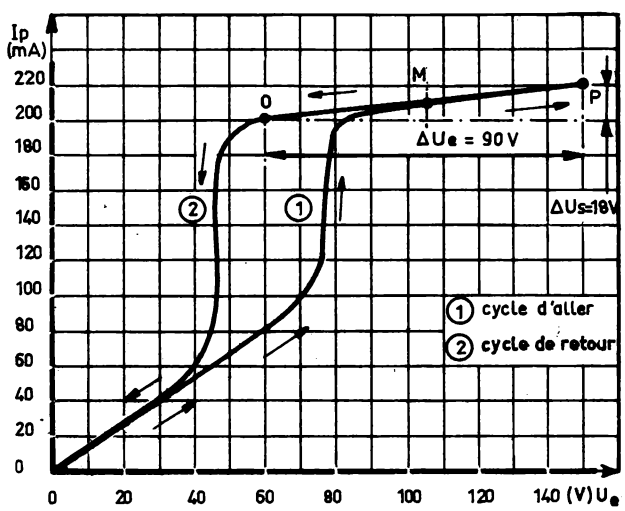


Fig. 77 - Courbe de régulation en tension du montage utilisant le principe de la ferro-résonance (montage non chargé).

Les résultats pratiques à relever sont les suivants :

Pour : $U_{eo} \pm \Delta U_e = 105 \pm 45$ volts eff.

on a : $U_{so} \pm \Delta U_s \# 210 \pm 9$ volts eff.

L'efficacité de régulation du système peut se calculer comme suit :

$$Eff = \frac{\Delta U_e}{U_{eo}} \cdot \frac{U_{so}}{\Delta U_s} = \frac{45}{105} \cdot \frac{210}{5} = 18$$

Ce chiffre est assez éloquent pour qu'il se suffise à lui-même. Toutefois il faut signaler que le système n'est pas chargé. En disposant une résistance aux bornes de l'inductance L_B il se produirait un diminution sensible de l'efficacité de régulation.

Pour pallier l'inconvénient précédent, on utilise industriellement un ensemble de circuits découlant de la théorie générale précédente. En particulier, ces systèmes doivent être conçus pour que la charge n'influe pas ou peu sur la résonance. On utilise pour ce faire des des combinaisons de circuits raisonnants série et parallèle et des dispositifs compensateurs.

XI. 6 - ANALYSE VECTORIELLE

Pour établir une base de calcul, l'analyse vectorielle semble la plus indiquée.

La figure 78 montre une construction de *FRESNEL* qui s'applique au système régulateur travaillant au voisinage de la résonance. Pour ce cas particulier, les vecteurs $\overrightarrow{OX}$ et $\overrightarrow{OZ}$ sont identiques, augmentant le déphasage existant entre les deux tensions d'entrée et de sortie.

Dans cette construction il faut remarquer que la tension U_s (vecteur $\overrightarrow{OA}$) dépasse en amplitude la tension U_e (vecteur $\overrightarrow{OB}$)

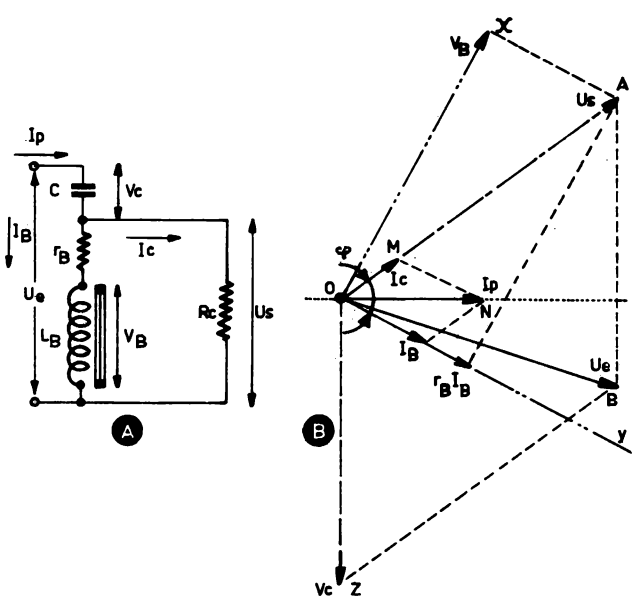


Fig. 78 - Construction vectorielle du système régulateur «série» au voisinage de la résonance.

*Elle a été réalisée de telle manière que pour 75 volts efficaces à ses bornes l'induction de travail des tôles ne dépasse pas 1 tesla.

Il ne s'agit pas d'une erreur d'échelle mais d'un phénomène physique classique : la surtension. Elle n'est pas très apparente ici car le circuit résonnant est relativement amorti par la charge R_c.

Une telle représentation a son intérêt car elle caractérise nettement chaque aspect du phénomène ; si l'on adopte un étalonnage particulier pour les vecteurs, il permet notamment de calculer avec une précision amplement suffisante les grandeurs suivantes.

- Les tensions U_e et U_s
- Les courants I_p et I_c
- Le courant de saturation I_B
- L'angle $\widehat{MON}$ représentant le déphasage entre les courants d'entrée I_p et de sortie I_c
- L'angle $\widehat{AOB}$ représentant le déphasage entre les tensions d'entrée U_e et de sortie U_s
- L'angle $\widehat{NOB}$ représentant le déphasage en rapport avec le facteur de puissance de l'installation .

Un rapporteur permet aisément la mesure de ces angles. Ainsi, par cette méthode, il s'avère possible de calculer le comportement du régulateur, si l'on connait le comportement exacte de l'inductance L_B (courbe B fig. 74) *en fonction de la tension à ses bornes*. La capacité C se calcule classiquement :

$$C = \frac{1}{L_{B\ Max}\ \omega_o^2}$$

avec $\begin{cases} L_{B\ Max} = \textit{voir fig. 74 B} \\ \omega_o = 2\pi\ 50\ \text{Hz} \end{cases}$

CHAPITRE XII

Applications simples du principe de ferro-résonance série

XII. 1 - REGULATEUR H.T. A FAIBLE DEBIT

L'application que nous devons décrire doit fournir une haute tension supérieure à 200 V sous une puissance inférieure à 5 W (I débit $\leqslant$ 25 mA).

La variation de tension primaire est variable suivant le débit secondaire et la plage régulée se réduit à mesure que ce débit s'accroît. Ainsi, nous pourrons voir en consultant la courbe de régulation qu'elle passe de 50 à 150 V, à vide, à 100 à 150 V en charge maximum. Ce phénomène est dû uniquement à l'amortissement du circuit accordé constitué par l'inductance et par la capacité.

Le montage employé pour l'essai est indiqué figure 79.

Le regulateur est constitué d'un transformateur prévu normalement pour une tension de 110 V au primaire et de 100 V au secondaire ; dans notre application, le transformateur est inversé et l'on applique une tension bien supérieure à la normale sur l'enroulement le plus faible, ceci nous permet d'affirmer que les tôles sont en régime saturé ($B_{max} > 1$ tesla). Le phénomène de ferro-résonance se produit à 78 V pour l'aller et à 45 V pour le retour (voir fig. 80).

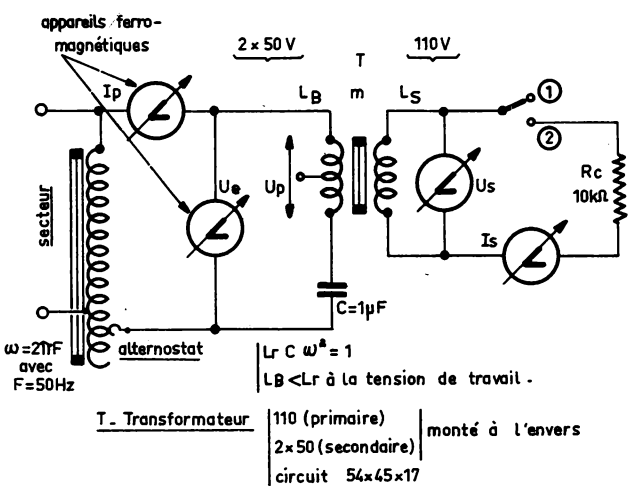


Fig. 79 - Montage pratique utilisé pour la régulation de tension entre 50 et 150 V (charge nulle) ou entre 100 et 150 V (charge égale à 10 kΩ.).

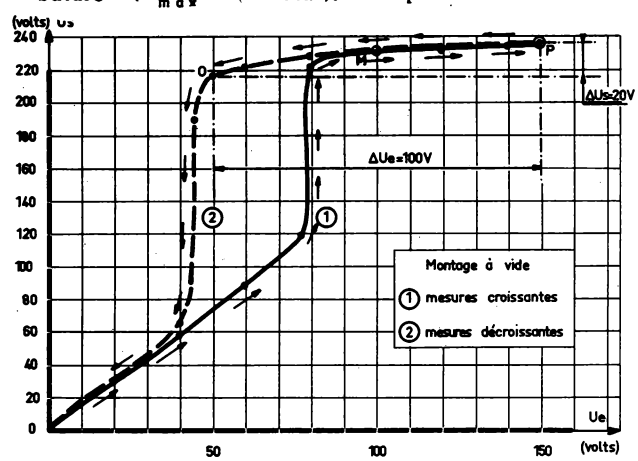


Fig. 80 - Courbe de régulation en tension du montage de la figure.

Ainsi la plage s'étend de 50 à 150 V ce qui fait :

$$\Delta U_e = 100\text{V autour de } U_{eo} = 100\text{ V}$$

Cette plage englobe les tensions normalisées des secteurs 110 Veff ou 127 Veff.

La variation de tension au secondaire n'est que de :

$$\Delta U_s = 20\text{ V autour de } U_{so} = 230\text{ V}$$

L'efficacité de régulation se monte à :

$$Eff = \frac{\Delta U_e}{U_{eo}} \cdot \frac{U_{so}}{\Delta U_{so}} = \frac{100}{100} \cdot \frac{230}{20}$$

$$Eff = 11{,}5 \quad \text{(à vide)}$$

Ce résultat, moyen, pourra être amélioré par les dispositifs compensateurs que nous verrons plus loin.

En charge , le cycle de ferro-résonance se déforme notablement et les zones de «basculement» se rapprochent beaucoup (fig.81). L'amortissement du circuit accordé en est seul cause : nous avons vu dans l'explication du phénomène (Chapitre XI) que le processus cumulatif était entre autre fonction de la surtension. Or, ici, en charge, cette surtension se trouve réduite par l'effet de l'amortissement et son influence sur le «basculement» diminue d'autant.

L'efficacité de régulation se chiffre comme suit :

$$Eff = \frac{\Delta U_e}{U_{eo}} \cdot \frac{U_{so}}{\Delta U_{so}} = \frac{50}{125} \cdot \frac{230}{14} \neq 6{,}5$$

Le chiffre est assez faible mais ici la puissance débitée avoisine la limite maximum de ce système.

Une particularité à signaler dans cette application consiste en la relative constance du courant secondaire (courbe 3 fig.81) dans la plage de régulation. Le phénomène pourra trouver parfois certaines applications. La puissance secondaire et les caractéristiques statiques du fonctionnement seront donc :

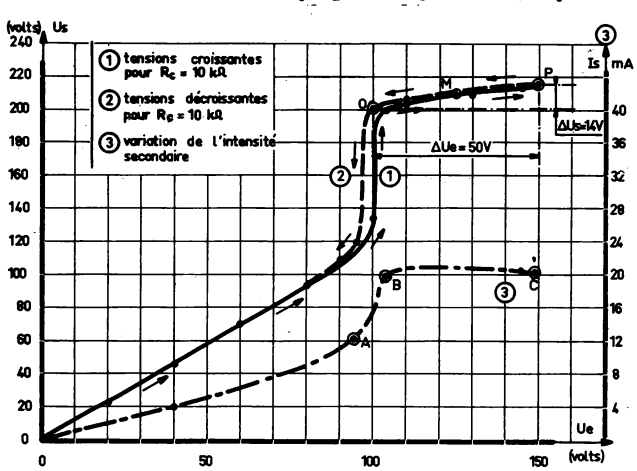


Fig. 81 - Courbe de régulation en tension avec charge fixe.

$$U_{so} = 230 \text{ V}$$

$$U_{eo} = 127 \text{ V}$$

$$I_{so} \neq 21 \text{mA}$$

$$P_s \neq 5 \text{ W}$$

Autre particularité : le cycle de ferro-résonance à intensité présente des «aller et retour» confondus. Ainsi, à mesure que la charge augmente, les verticales du basculement se rapprochent jusqu'à se confondre (verticales A et B fig. 76). Ce phénomène rejoint encore celui de l'amortissement vu précédemment.

Lorsque les verticales se rapprochent, à la limite où elles se confondent, la puissance maximum transmise est atteinte ; au delà, les phénomènes de ferro-résonance disparaissent et la verticale MN (fig.82) s'incline de plus en plus jusqu'à devenir une droite inclinée : alors, aucune régulation n'est plus observée.

L'observation précédente permettra donc une délimitation assez nette des possibilités du montage.

Avec les résultats groupés figure 81, on peut calculer pour finir le rendement en puissance du système.

$$I_{p_o} \neq 84 \text{ mA}$$

$$U_{eo} = 127 \text{ V}$$

$$P_e \neq 10{,}5 \text{ W}$$

Soit :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{5}{10{,}5} \neq 48\ \%$$

C'est la seule faiblesse de ce rendement qui a conduit les utilisateurs à envisager des systèmes plus perfectionnés.

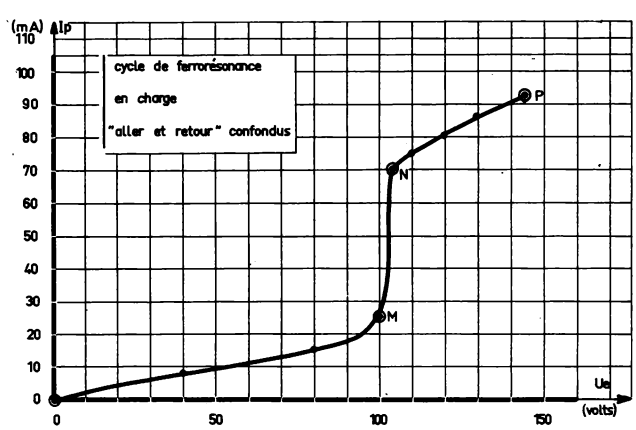


Fig. 82 - Variation du courant primaire du montage régulateur en charge (R_c = 10 kΩ).

XII. 2 - SYSTEME FERRO-RESONNANT COMPENSE SIMPLE

Il a été étudié précédemment le cycle de ferrorésonance et nous avons vu que la tension apparaissant aux bornes de l'inductance saturée était relativement stabilisée.

La tension délivrée par ce système n'est guère commodément ajustable, étant fonction de ce facteur de surtension complexe qui augmente la tension du secteur.

L'emploi du transformateur permet toutes les combinaisons possibles, le nombre de spires secondaires pouvant être choisi selon son goût ou le but à atteindre. Ainsi, dans la figure 83 A le transformateur T remplit cet office et la courbe de régulation obtenue pour une application déterminée est donnée par la figure 83 B courbe 1 .

En se reportant au chapitre des systèmes régulateurs compensés, nous pouvons tirer de ces dispositifs le principe du transformateur compensateur. En effet, afin de corriger la pente individuelle OA subsistant sur la courbe 1, il est possible d'imaginer un transformateur T_L travaillant à faible induction et qui fournit une d.d.p. en opposition avec celle du transformateur saturé T_s .

Le problème est identique à celui exposé dans le même chapitre des régulateurs compensés : La tangente OA à la courbe 1 détermine un angle α avec l'horizontale ; cet angle α inversé permet la construction de la courbe 2 ceci, en reliant l'origine O des courbes au point B' de telle façon que $AB = A'B'$

Cette égalité a été choisie, ici pour une tension de 220 V.

Point par point, il est facile de construire la courbe résultante 3 en retranchant la courbe 2 de la courbe 1; nous voyons ainsi l'amélioration apportée dans le palier constant ED.

Toutefois, il faut signaler que cette construction est tout à fait théorique et ne tient pas compte des déphasages pouvant exister entre les tensions U_A et U_B . En particulier, cette dernière tension est déphasée environ de 90° en avance par la résonance; aussi est-il nécessaire de corriger la phase dans le transformateur T_1 . Cette opération peut se faire au moyen de capacités disposées soit en série avec T_L soit en parallèle sur le primaire (fig. 83 A). Des essais pratiques montrent qu'il est possible d'obtenir sensiblement la courbe 3 (fig. 83 B), ceci en plaçant une capacité C' adéquate en série avec T_L . Cette valeur n'apporte pas de phénomène de ferro-résonance avec l'inductance primaire de T_1 , la saturation n'étant jamais atteinte, ni la résonance.

Ce système de régulation n'est, toutefois, jamais employé, la tension de sortie U_s étant par trop déformée. Enfin, la charge réagit trop sur l'efficacité de régulation.

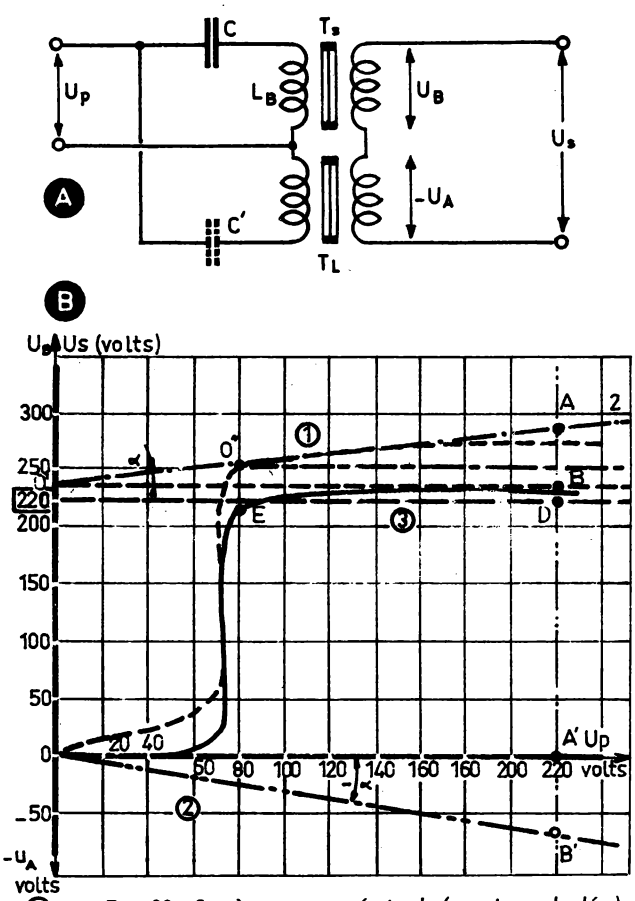


Fig. 83 - Système compensé simple (version calculée).

CHAPITRE XIII

Principe des systèmes à ferro-résonance parallèle*

XIII. 1 - MONTAGE THEORIQUE

Avant de débuter l'étude de ce système, il convient de signaler honnêtement que ce type de régulateur n'est pratiquement jamais employé ; il s'est avéré toutefois nécessaire de l'analyser d'assez près car il trouve une application dans une version proche compensée et surtout, sous forme partielle, dans le système à double résonance et sous une forme équivalente, dans le système *SOLA*. Comme les systèmes ferro-magnétiques simples, le régulateur à ferro-résonance parallèle constitue une étape fondamentale dans la progression de l'étude.

Le montage utilisé est assez simple et comporte un circuit accordé du genre «bouchon» situé en série avec une résistance «ballast» (fig. 84).

Il y a lieu de représenter les différentes sources d'amortissement de l'ensemble $L_B - C$, notamment la charge du régulateur et les pertes dans le fer de la bobine à fer saturé ; ces pertes sont représentées par une résistance parallèle R_{fer} obtenue par l'application de la formule classique suivante :

$$R_{fer} = \frac{U_L^2}{P_{fer}} \qquad (1)$$

U_L et P_{fer} sont reliés par une courbe analogue à celle de la figure 85 B.

Cette courbe peut être déduite des courbes «P_f» = fonction de l'induction «B» donnée par les constructeurs des tôles ou, mieux, construite à partir d'essais pratiques comme ce fut le cas ici.

* ou mieux : ferro-antirésonance.

Notre échantillon présente par ailleurs les caractéristiques inductives de la figure 85 A ; dès 40 Veff disposés aux bornes de la self, la saturation des tôles apparaît et la courbe s'infléchit. La résistance ohmique de l'enroulement pourra être facilement négligée pour un fonctionnement dans cette zone, car les pertes dans le circuit magnétique deviennent assez importantes (fig. 85 B) devant celles résultant de la résistance en continu du bobinage.

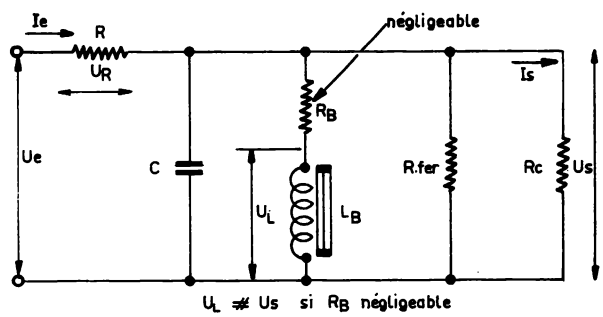


Fig. 84 - Système résonant parallèle pouvant servir de régulateur.

La résistance «R_{fer}» étant relativement immuable dans la zone saturée (voir plus loin) pour un fonctionnement déterminé, seule vient réagir extérieurement la résistance de charge. La limite maximum de la charge sera celle où elle s'approchera d'assez près de «R_{fer}» pour une modification d'état importante.

L'amortissement sera également d'autant plus marqué que la résistance «ballast» sera faible. On a donc intérêt à la rendre aussi grande que possible sans toutefois réduire la tension résultante disponible aux bornes de la charge, trop faible.

En pratique, les exigences de l'emploi imposent les tensions d'entrée et de sortie : il s'agit, d'une part, du

secteur standard utilisé (fréquemment 220 ou 245 V) et, d'autre part, de la tension imposée par la charge elle même. Il en résulte nécessairement que la résistance «ballast» est très voisine de l'ensemble de R_{fer} et R_c en parallèle

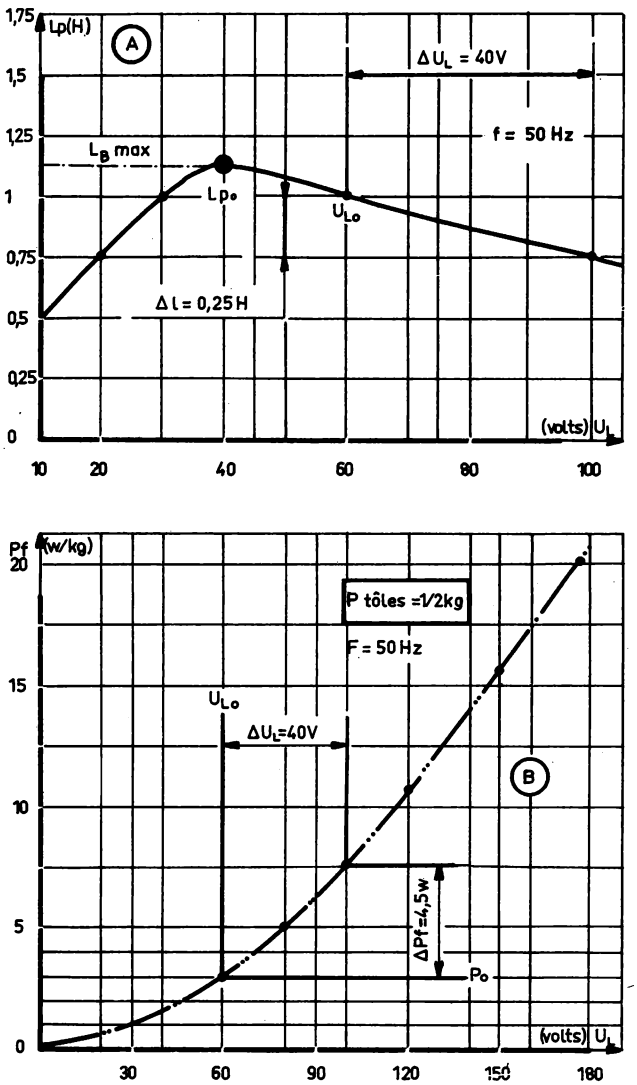


Fig. 85 - Caractéristiques d'une inductance L_p.

Ces considérations nous poussent évidemment à choisir en première approximation :

$$\begin{cases} R \neq R_{fer} \\ R_{c\,min} \neq 5.\ R_{fer} \end{cases} \qquad (2)$$

Dans ces conditions, l'influence de la charge ne sera, au maximum, que de 10 % environ dans l'amortissement global, puisque R et R_{fer} viennent en parallèle sur le circuit accordé (la résistance du secteur est évidemment négligeable). Cet état de chose n'aura lieu par surcroît que lorsque $L_B\ \omega = \dfrac{1}{C\ \omega}$ c'est-à-dire exactement la résonance. Toutefois, comme L_B varie assez faiblement dans l'ensemble, les égalités (2) restent valables dans des limites assez larges.

XIII. 2 - ETUDE PHYSIQUE

Le processus de la régulation n'est pas visible au premier abord. L'anti-résonance n'a pour effet que de «déformer» la courbe de régulation pour des tensions primaires faibles ; ce phénomène permet d'obtenir une tension de sortie voisine de la normale dès une tension d'entrée faible (voir plus loin et fig. 86).

En admettant l'existence d'un montage équipé seulement d'une résistance «ballast» R et d'une inductance non saturable, la variation de tension de sortie serait linéaire (courbe 1 fig. 86). Pour la tension U_{e_0}, on aurait U_{s_1} aux bornes de la charge ; avec le montage anti-résonnant, la tension disponible monte à U_{s_0}, laquelle grandeur se rapproche beaucoup plus de la tension utile normale U_{s_n}.

Lorsque la zone d'anti-résonance est atteinte, le choix de la tension existant aux bornes de la bobine est effectué de telle façon que toute augmentation de tension fait travailler l'inductance en régime de saturation.

L'impédance du circuit accordé décroît alors très rapidement, *d'autant plus rapidement que l'amortissement est faible*, puisque l'augmentation de U_e entraîne une diminution de l'inductance L_B (courbe 85 A) et, par la suite, un désaccord du circuit bouchon. Ce phénomène entraîne

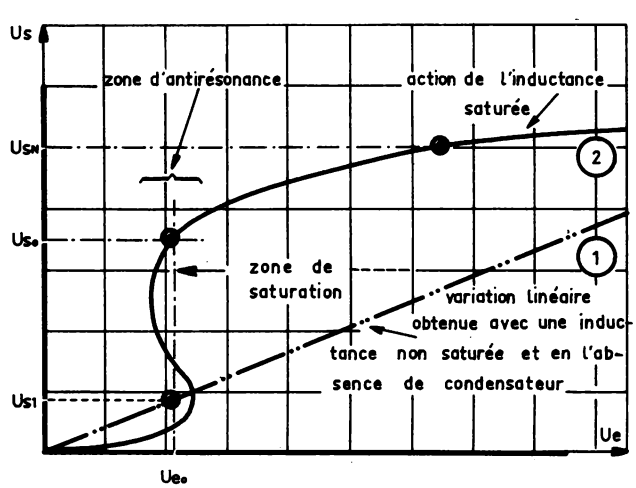


Fig. 86 - Réponse en tension du régulateur.

évidemment une réduction du pont diviseur ...

$$U_L = U_s = U_e \frac{Z}{Z + R} \qquad (3)$$

avec Z décroissant ....

.... et une relative stabilisation de U_s puisque $\frac{Z}{Z + R}$ décroît légèrement lorsque U croît .

En réalité la régulation n'est pas aussi remarquable qu'on pourrait le croire car à mesure que l'on s'écarte de la tension d'anti-résonance le déphasage entre Z et R augmente de plus en plus réduisant d'autant l'efficacité de la compensation.

XIII. 3 - ANALYSE VECTORIELLE

L'analyse vectorielle permet de mieux comprendre le processus des différents déphasages. La figure 87 A donne un exemple de construction de *FRESNEL* appliquée au système que nous étudions.

Il faut se fixer le point de fonctionnement si l'on veut démarrer la construction d'une manière cohérente. Ainsi, connaissant les valeurs de l'inductance en fonction de la tension à ses bornes, pour une tension précise nous pouvons calculer le courant dans la bobine :

$$i_{LB} = \frac{U_L}{L_B \omega_o} \qquad \text{avec } \omega_o = 2 \pi 50 \text{ "} R_d / s \text{ "}$$

La capacité est évidemment constante d'où

$$i_c = \frac{U_L}{1/C \omega_o} = U_L C \omega_o$$

En supposant que l'anti-résonance n'est pas obtenue, les vecteurs représentatifs sont respectivement $\overrightarrow{OB}$ et $\overrightarrow{OA}$ dans la représentation de la figure 87 A ; ils sont en opposition de phase entre eux et en quadrature avec la tension commune U_L (Vecteur $\overrightarrow{OM}$).

Le courant pris par le circuit bouchon est :

$$i_x = i_{LB} - i_c \qquad \text{vecteur } \overrightarrow{OC}$$

... puisque nous avons admis au départ que $i_{LB} > i_e$

L'ensemble de la résistance R_{Fe} et de la charge (fig. 87 B) détermine un courant en phase avec la tension de sortie :

$$I_F + I_s = \overrightarrow{MN}$$

En combinant le vecteur $\overrightarrow{MN}$ avec celui $\overrightarrow{OC}$ du courant i_x on obtient aisément le courant débité par la source et l'on a :

$$\text{vecteur } \overrightarrow{MP} \quad I_e = \sqrt{i_x^2 + (I_F + I_s)^2} \qquad (4)$$

$$\text{et} \quad I_F + I_s = I_e \cos \varphi_2 \qquad (5)$$

φ_2 est donc l'angle caractérisant le déphasage entre les courants d'entrée et de sortie.

Le courant I_e traversant la résistance «ballast» est en phase avec la tension à ses bornes.

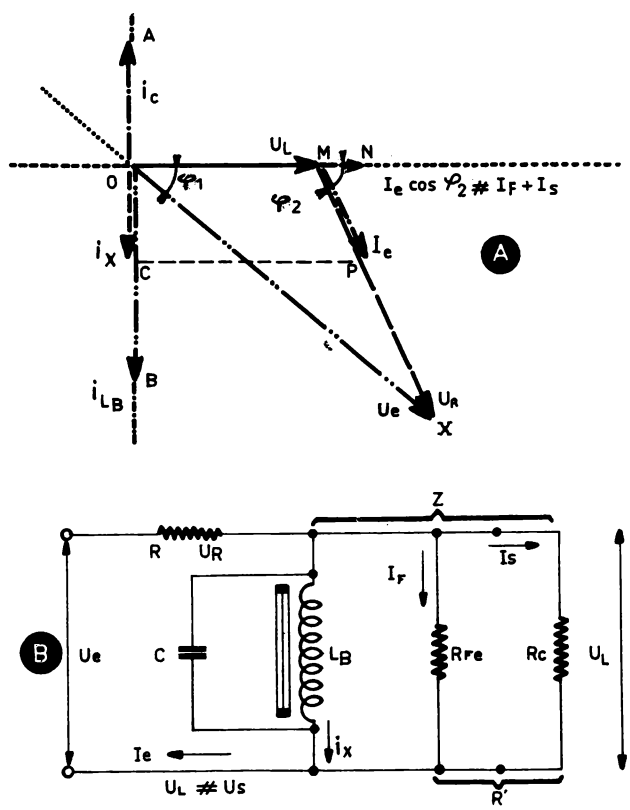


Fig. 87 - analyse vectorielle du système à ferro antirésonance.

I_e étant défini en grandeur par sa mesure au double-décimètre (*le graphique étant à une échelle déterminée sur du papier millimétré*) et connaissant R, on aura :

$$U_R = R I_e \longrightarrow \text{vecteur } \overrightarrow{MX}$$

L'association vectorielle de U_L et de U_R détermine le vecteur $\overrightarrow{OX}$ c'est-à-dire la tension d'entrée U_e et le déphasage φ_1 apparaissant entre les tensions d'entrée et de sortie.

La connaissance des déphasages soulève l'existence d'un écueil dans la régulation car l'emploi d'un tel stabilisateur exclue les charges réactives. Ces dernières bouleverseraient en effet le processus du fonctionnement ; notamment, la tension pour laquelle l'anti-résonance a lieu se modifierait et par suite logique la valeur de la tension de sortie. Nous reviendrons là dessus plus loin.

L'observation des grandeurs respectives de I_e et de U_e, d'une part, et de U_L et de I_e, d'autre part, nous montre directement la faiblesse du rendement en puissance. De plus une observation plus précise montrerait que là encore le déphasage entraîne une baisse rapide de ce rendement.

Ces deux remarques conduisent finalement à l'abandon de ce système ; toutefois le processus de calcul est intéressant car il éclaire un des deux points essentiels du fonctionnement d'un régulateur plus complexe (système à résonance mixte : voir plus loin).

XIII. 4 - ETUDE THEORIQUE

Nous avons vu, formule (3), que la tension de sortie est reliée à celle du secteur par la relation :

$$U_L = U_e \frac{Z}{Z + R} \qquad (3)$$

L'impédance Z a pour expression

$$Z = \left(jC\omega + \frac{1}{jL\omega} + \frac{1}{R'} \right)^{-1}$$

... formule dans laquelle :

$$R' = \frac{R_c \, R_{Fe}}{R_c + R_{Fe}} \qquad \text{(fig. 87 B)}$$

Le pont diviseur prend donc la forme :

$$\frac{Z}{Z + R} = \left[\left(1 + \frac{R}{R_c} \right) + jR \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \right]^{-1}$$

Soit l'expression (3) transformée (6)

$$U_L = U_e \cdot \frac{R'}{R' + R} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{RR'}{R + R'} \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right)}$$

En posant successivement

$$\omega_e = \frac{1}{\sqrt{L_B C}} \qquad (7)$$

$$Q = \frac{RR'}{R + R'} C\omega_f \qquad (8)$$

$$\mu = 1 - \frac{\omega_e^2}{\omega_f^2} \qquad (9)$$

L_B = variable

ω_f = constante = $2 \pi 50$ Hz

Il vient finalement

$$U_e = U_L \cdot \frac{R + R'}{R'} \cdot (1 + j\mu Q) \qquad (10)$$

soit,

$$\left| U_e \right| = U_L \cdot \frac{R + R'}{R'} \cdot \sqrt{1 + \mu^2 Q^2} \qquad (11)$$

$$\text{arc tg } \varphi = \varepsilon = \mu Q \qquad (12)$$

En analysant la formule (11) on voit aisément qu'en s'éloignant de l'anti-résonance le terme μQ croît assez vite ce qui a pour effet de nécessiter une tension d'entrée de plus en plus grande à mesure que U_L croît légèrement. On entrevoit ici nettement le phénomène de régulation en tension.

Par ailleurs, si "μQ" s'élève, le déphasage suit également ; et, pour les raisons exposées dans le précédent paragraphe, le stabilisateur perd en réalité de ses avantages, surtout dans le domaine du rendement en puissance.

XIII. 5 - APPLICATION NUMERIQUE

Les formules précédentes, (11) et (12), pourront être appliquées directement après avoir calculé la résistance matérialisant les pertes dans le fer, et ceci, pour différentes tensions de repère pouvant apparaître aux bornes de l'inductance.

Pour les autres éléments (L_B, R', ω_o, Q ... etc ...), ils seront tirés des graphiques de la figure 87 ou calculés avec l'aide de relations simples communes.

Pour éviter les erreurs de calculs, la méthode suivante est conseillée : on fractionne la formule (11) en plusieurs parties qui sont calculées séparément puis groupées sous forme d'un tableau .

L'échantillon utilisé répond aux conditions de la figure 87. En choisissant un condensateur de valeur standard : $C = 10\ \mu F$ il résonne à 50 Hz avec une inductance de 1 H .

Cette valeur se trouve par deux fois le long de la courbe de $L_B = f(U_L)$ (fig. 87 A). Cet état de chose ne perturbe pas le problème et nous verrons plus loin que l'allure de la courbe $U_s = f(U_e)$ n'est pas modifiée.

Avec l'aide des graphiques de la figure 87 et des conseils précédents nous pouvons obtenir le tableau I suivant.

Le choix de la « tension U_{L_o} » de résonance a été ici tout à fait arbitraire ; la seule précaution que l'on a prise a été de se situer dans une zone de saturation afin de remplir la condition vue plus haut, à savoir, une décroissance de l'impédance du circuit oscillant aussitôt que la tension à ses bornes augmente.
Le choix en question ne doit pas toutefois conduire à

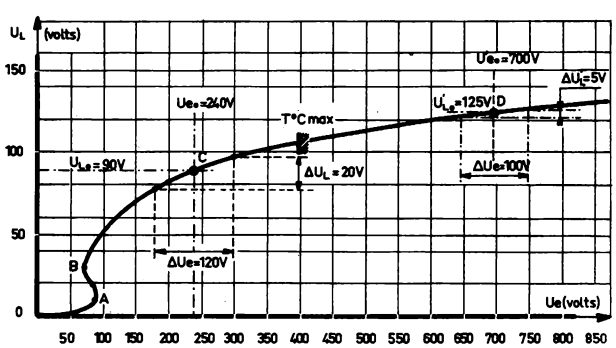


Fig. 88 - Cas du tableau I (régulation en tension) système à vide.

des résultats inutilisables en pratique : la stabilisation doit avoir lieu .

1) Soit au voisinage d'une tension de sortie égale à un secteur standard (point D, fig. 88) .

2) Soit au voisinage d'une tension d'entrée égale à un secteur standard (point C, fig. 88).

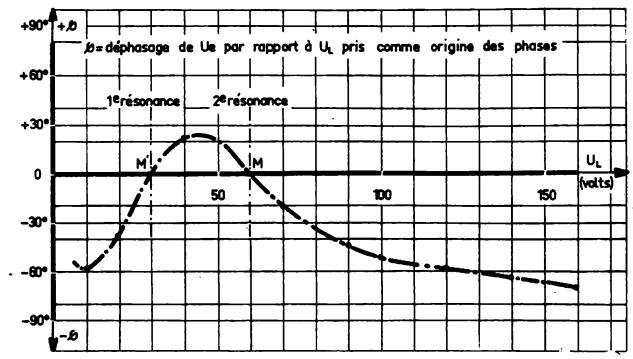


Fig. 89 - Cas du tableau I (déphasage).

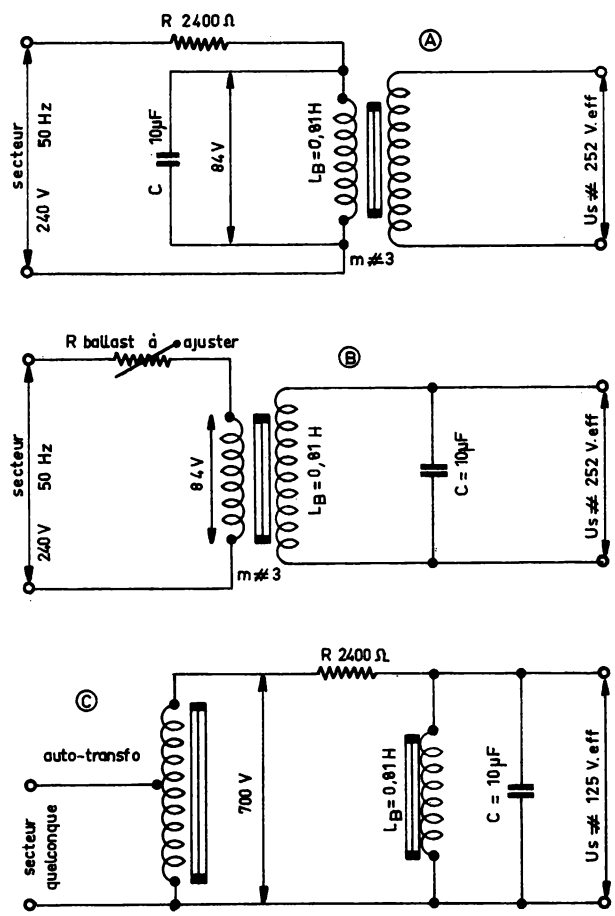


Fig. 90 - Exemple de cas pratiques de régulateur à ferro-résonance parallèle.

On aura en effet toujours la ressource, dans l'un ou l'autre des cas, d'utiliser un transformateur - dont le primaire ou le secondaire constitue précisément l'inductance L_B qui amènera soit la tension primaire soit la tension secondaire à une valeur convenable (fig. 90 A, B, et C) . Notamment la version B a été vue sous un angle pratique tout au début de cet ouvrage.

TABLEAU I

U_L	10 V	20 V	30 V	40 V	60 V	70 V	80 V	85 V	90 V	95 V	100 V	120 V	140 V	160 V
L_B	0,5 H	0,75 H	1 H	1,125 H	1 H	0,91 H	0,875 H	0,83 H	0,8 H	0,77 H	0,75 H	0,625 H	0,5 H	0,325 H
P_{F_e}	0,15 W	0,35 W	0,5 W	0,75 W	1,5 W	2 W	2,5 W	2,75 W	3,1 W	3,41 W	3,75 W	5,4 W	7 W	8,75 W
$R_{F_e} = \frac{U_L^2}{P_{F_e}}$	665 Ω	1140 Ω	1800 Ω	2140 Ω	2400 Ω	2450 Ω	2560 Ω	2620 Ω	2630 Ω	2645 Ω	2660 Ω	2670 Ω	2800 Ω	2920 Ω
$R_T = \frac{RR_{F_e}}{R+R_{F_e}}$	520 Ω	775 Ω	1030 Ω	1130 Ω	1200 Ω	1210 Ω	1240 Ω	1250 Ω	1255 Ω	1258 Ω	1260 Ω	1270 Ω	1290 Ω	1315 Ω
$Q = R_T\ C\ \omega_f$	1,63	2,44	3,24	3,55	3,77	3,8	3,83	3,92	3,94	3,95	3,96	4	4,05	4,13
$\omega_0^2 = \frac{1}{L_B C}$	$2\ .10^5$	$1,33.10^5$	10^5	$0,89.10^5$	10^5	$1,1.10^5$	$1,14.10^5$	$1,2.10^5$	$1,25.10^5$	$1,3.10^5$	$1,33.10^5$	$1,6.10^5$	2.10^5	$3,08.10^5$
$\mu = (1 - \frac{\omega_o^2}{\omega_f^2})$	− 1	− 0,33	0	+ 0,11	0	− 0,1	− 0,14	− 0,2	− 0,25	− 0,3	− 0,33	− 0,6	− 1	− 2,08
$x^2 = \mu^2 Q^2$	2,66	0,65	0	0,15	0	0,144	0,29	0,615	0,975	1,4	1,7	5,75	16,4	74
$\sqrt{1 + x^2}$	1,91	1,28	1	1,07	1	1,07	1,135	1,27	1,405	1,55	1,64	2,6	4,16	8,66
$\frac{R + R_{F_e}}{R_{F_e}}$	4,6	3,1	2,34	2,12	2	1,98	1,94	1,935	1,93	1,91	1,905	1,9	1,86	1,83
U_e	88 V	79,4 V	70 V	90,7 V	120 V	148 V	176 V	209 V	244 V	281 V	312 V	594 V	1082 V	2550 V
$\varphi = \text{arc}\ tg\ x$	−58°30	−39°	0	+21°10	0	− 20°50	− 28°20	−38°	−44°30	49°40	−52°50	−58°20	− 64°	−71°

La courbe de la régulation en tension correspondant au tableau I est donnée par la figure 88. La courbe du déphasage de la tension d'entrée prise par rapport à la tension de sortie se situe figure 89; là, on notera surtout les deux points M et M' pour lesquels le déphasage est nul et se rapporte aux deux "tensions de résonance" :

$$U_L = 30 \text{ et } 60 \text{ Veff}$$

Quant à l'efficacité de régulation elle s'avère assez faible comme on a pu le prévoir au début de ce chapitre :

1) *Point C* Efficacité $= \frac{120}{240} \cdot \frac{90}{20} = 2{,}25$

2) *Point D* Efficacité $= \frac{100}{700} \cdot \frac{125}{5} = 3{,}55$

Pour ce dernier cas, on protègera soigneusement l'inductance contre l'échauffement des tôles qui risquent, là, de travailler au delà de la limite normale. Une vitrification de la pièce sera par conséquent conseillée.

Nota 1) La valeur de la résistance «ballast» a été choisie ici égale à la résistance parallèle équivalente aux pertes dans le fer lorsque l'anti-résonance est obtenue : $R = R_{Fe_0} = 2400\ \Omega$

2) Les pertes en question sont repérées facilement si, dans les conditions présentes, la tension d'entrée est celle d'un secteur standard :

$$U_{e_0} = 120 \text{ V}$$

$$U_{L_0} = 60 \text{ V}$$

3) Dans le tableau I la charge secondaire est délibérément négligée ; on la suppose grande :

$$R_c \gg \frac{R\, R_{Fe}}{R + R_{Fe}} \quad (13)$$

La courbe de la figure 88 correspond donc à un fonctionnement à vide.

4) Le poids des tôles s'élève à 1/2 kg ; ceci explique que les valeurs de puissance P_{Fe} relevées sur la courbe de la figure 85 B soient divisées par deux

5) Le coefficient de surintensité $Q = R_T\, C\, \omega_t$ est assez faible dans l'ensemble. On notera surtout sa relative constance aussitôt l'anti-résonance dépassée. On pourra fréquemment la considérer comme constante, ainsi que la valeur de R_{Fe} à condition de les estimer au delà de l'anti-résonance.

XIII. 6 - CONDITIONS PREFERENTIELLES

Une des conditions a été vue plus haut : il s'agit de faire travailler le système avec une charge faible.

Le choix de la résistance «ballast» est par ailleurs assez arbitraire. L'efficacité de régulation est d'autant meilleure que la résistance «ballast» est grande . Par ailleurs, on est très vite limité par la chute du rendement.

En conséquence, un compromis doit être réalisé et le choix est en définitive surtout fonction de l'utilisation et de la charge.

Reste le choix de la «tension de résonance» . Généralement les valeurs standardisées des condensateurs imposent, pour un secteur donné, les conditions de l'anti-résonance.

Sur le plan théorique, on a intérêt à bénéficier de la plus grande pente de saturation pour l'inductance . En effet, on doit rechercher à trouver des «μQ» aussi élevées que possible, si l'on veut incliner davantage la pente de la zone régulée (zone CD fig. 88) .

Il découle de tout ceci la nécessité première de choisir une inductance se saturant *très rapidement* (ce qui n'est pas le cas de la figure 85 A, notre échantillon n'étant pas très intéressant...), ceci afin d'obtenir une modification rapide de l'inductance ; et, ensuite, en deuxième nécessité, de se placer pour l'anti-résonance au maximum de valeur d'inductance. Il résulte donc, sur la courbe A de la figure 85,

$$\left.\begin{aligned} L_{B_0} = L_{B\ max} &= 1{,}125 \text{ H} \\ \text{D'où}\quad C = \frac{1}{L_{B\ max}\, \omega_t^2} &= 8{,}9\ \mu F \end{aligned}\right\} \quad (14)$$

Avec ces valeurs, l'échantillon dont on dispose présente, en fonction de la tension à ses bornes et utilisé en montage régulateur, les caractéristiques résumées dans

le tableau II. Dans ce dernier, nous pouvons remarquer que les valeurs de « μQ » sont effectivement augmentées pour les mêmes tensions.

L'allure générale de la courbe correspondante reste la même mais trois remarques doivent être faites :

a) Les valeurs de tension de sortie sont très légèrement plus faibles

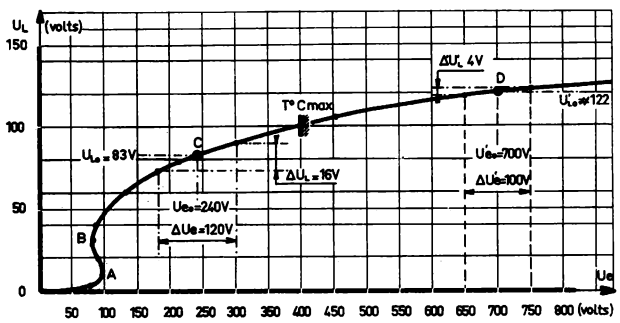


Fig. 91 - Cas du tableau I (régulation en tension) système à vide.

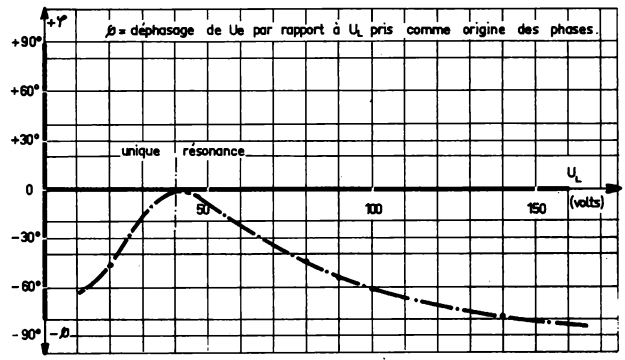


Fig. 92 - Cas du tableau II (déphasage).

b) La régulation se trouve améliorée

c) La variation de phase est plus importante.

Les efficacités de régulation seront ici les suivantes :

U_L (V)	10	20	40	60	80	90	100	110	120	140	160
L_B (H)	0,5	0,75	1,125	1	0,875	0,8	0,75	0,7	0,625	0,5	0,325
P_{F_e} (W)	0,15	0,35	0,75	1,5	2,5	3,1	3,75	4,54	5,4	7	8,75
R_{F_e} (Ω)	665	1140	2140	2400	2560	2630	2660	2665	2670	2800	2920
R_T (Ω)	520	775	1130	1200	1240	1255	1260	1266	1270	1290	1315
Q	1,45	2,17	3,155	3,35	3,41	3,5	3,52	3,54	3,55	3,6	3,67
ω_e^2 (. 10^5)	2,25	1,5	1	1,125	1,282	1,405	1,5	1,61	1,8	2,25	3,46
μ	- 1,25	- 0,5	0	-0,125	-0,282	-0,405	- 0,5	-0,61	- 0,8	-1,25	- 2,46
x^2	3,3	1,085	0	0,176	0,924	2	3,1	4,65	8	20	81,5
$\sqrt{1+x^2}$	2,07	1,44	1	1,08	1,388	1,73	2,02	2,38	3	4,58	9,1
$\frac{R+R_{F_e}}{P_{F_e}}$	4,6	3,1	2,12	2	1,94	1,93	1,91	1,9	1,89	1,86	1,83
U_e (V)	95	89	85	130	208	300	386	500	680	1200	2660
φ (degrés)	-61°10	- 46°	0	- 23°	- 44°	-54°40	-60°30	- 65°	-70°40	-77°30	-83°50

1) *Point C* Efficacité $= \frac{120}{240} \cdot \frac{83}{16} = 2,6$

2) *Point D* Efficacité $= \frac{100}{700} \cdot \frac{122}{4} = 4,4$

Quant à la variation du déphasage, en valeurs extrêmes, elle est moindre. La courbe ne dépasse plus l'axe des abscisses. Toutefois, pour les tensions U_L supérieures (Ex.: U_L = 100 V) l'angle est accru de 10° environ (Ex.: φ passe de 50° à 60° environ) entre les tensions d'entrée et de sortie.

XIII. 7 - ACTION DES PERTES DANS LE FER

Les pertes du circuit magnétique ont une importance assez marquée dans l'efficacité de régulation. Considérons par exemple le cas où les pertes sont doublées soit par le fait d'un poids des tôles plus important soit par une diminution de la qualité des tôles.

En répondant aux mêmes critères que ceux vus dans les paragraphes précédents et toujours avec le même échantillon - tout au moins pour l'inductance - nous

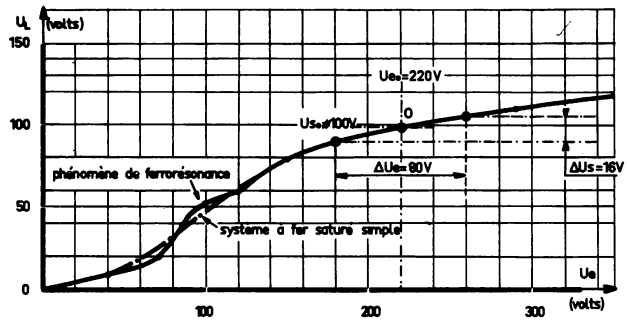


Fig. 93 - Montage présentant des pertes importantes dans le fer

TABLEAU III

U_L (V)	10	20	40	60	80	100	120
L_B (H)	0,5	0,75	1,125	1	0,875	0,75	0,625
P_{Fe} (W)	0,3	0,7	1,5	3	5	7,5	10,8
R_{Fe} (Ω)	330	570	1050	1200	1280	1330	1340
R_T (Ω)	260	540	560	600	620	630	634
Q	0,435	1,7	1,75	1,885	1,95	1,98	2
ω_o^2 (.10^5)	2	1,33	0,89	1	1,135	1,33	1,59
μ	-1	-0,33	+0,11	0	-0,135	-0,33	-0,59
x^2	0,19	0,315	0,0374	0	0,07	0,43	1,4
$\sqrt{1+x^2}$	1,09	1,15	1	1	1	1,2	1,55
$\frac{R+R_{Fe}}{R_{Fe}}$	4	3,1	2,14	2	1,94	1,9	1,895
U_e (V)	44	72	85	120	150	228	360
φ (degrés)	- 23°30	- 29°20	+ 11°	0	- 14°50	- 33°20	- 49°20

aurons maintenant le tableau III précédent. Le facteur « μQ » est maintenant très faible car les amortissements ont également doublé.

Il en résulte évidemment une déformation de l'allure générale de la courbe $U_s = f(U_e)$ et l'on se rapproche beaucoup de l'allure de la courbe relative au système à fer saturé simple (voir la courbe obtenue à partir du tableau III : fig. 93)

La courbe du déphasage, par contre, est améliorée jusqu'à la tension de la référence précédente (100 V), l'angle tombe à 33°20 mais ce n'est qu'un bien mince avantage vis à vis de la diminution de l'efficacité de régulation :

$$\textit{Point 0} \quad \text{Efficacité} = \frac{\Delta U_e}{U_{eo}} \cdot \frac{U_{so}}{\Delta U_s} = \frac{80}{220} \cdot \frac{100}{16} = 2{,}28$$

Cette diminution se fera encore plus sentir lorsque le système se trouve chargé.

Etant donnée la forme équivalente du système (fig.84), nous pouvons obtenir le même résultat lorsque le système présente au contraire des pertes dans le fer très faibles mais possède par contre une charge importante.

Dans les deux cas l'égalité suivante est obtenue :

$$R = \frac{R_{Fe} \cdot R_c}{R_{Fe} + R_c}$$

Formule dans laquelle on peut avoir en effet :

Soit $R_{Fe} \geqslant R_c$

Soit $R_c \geqslant R_{Fe}$

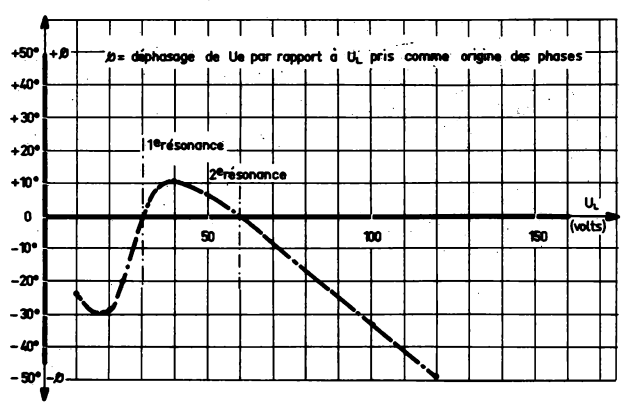


Fig. 94 - Cas du tableau III (φ = déphasage de U_e par rapport à U_L pris comme origine des phases.

XIII. 8 - ACTION D'UNE CHARGE OHMIQUE

En dehors du cas précédent, pour une charge donnée on peut effectuer un calcul prédéterminant les courants dans la charge et à l'entrée, les déphasages entre l'entrée et la sortie et surtout le rendement de l'installation.

Pour ce faire, nous avons recours à la méthode habituelle de calcul conjuguée avec un calcul graphique qui aura pour but de calculer le courant débité par le secteur et, par suite, le rendement.

Dans le tableau IV ci-après, on dispose les grandeurs U_e, U_s, φ (entre U_e et U_s) et I_s.

TABLEAU IV

Régulateur chargé	R charge = 2 500 Ω – R = 1 200 Ω			
U_e (V)	120	150	228	360
U_s (V)	60	80	100	120
I_s (mA)	24	32	40	48
φ (degrés)	0	– 15°	– 34°	– 50°
U_R (V)	60	75	157,5	300
φ' (degrés)	0	– 31°	– 55°	– 67°5
I_e (mA)	50	62,5	131,3	250
$I_e \cos \varphi'$ (mA)	50	54	74	95
P_s (W)	1,44	2,56	4	5,76
P_e (W)	6	9,4	30	90
η (%)	24	27	13,35	6,4

Les trois premiers paramètres permettent la construction des diagrammes A (fig.95). En effet, avec l'angle « φ » et les vecteurs étalonnés en longueur U_e et U_s, on peut délimiter le vecteur résultant $\vec{U}_R$.

Avec ce vecteur on obtient non seulement la tension apparaissant aux bornes de la résistance «ballast» mais aussi, par un calcul simple le courant primaire :

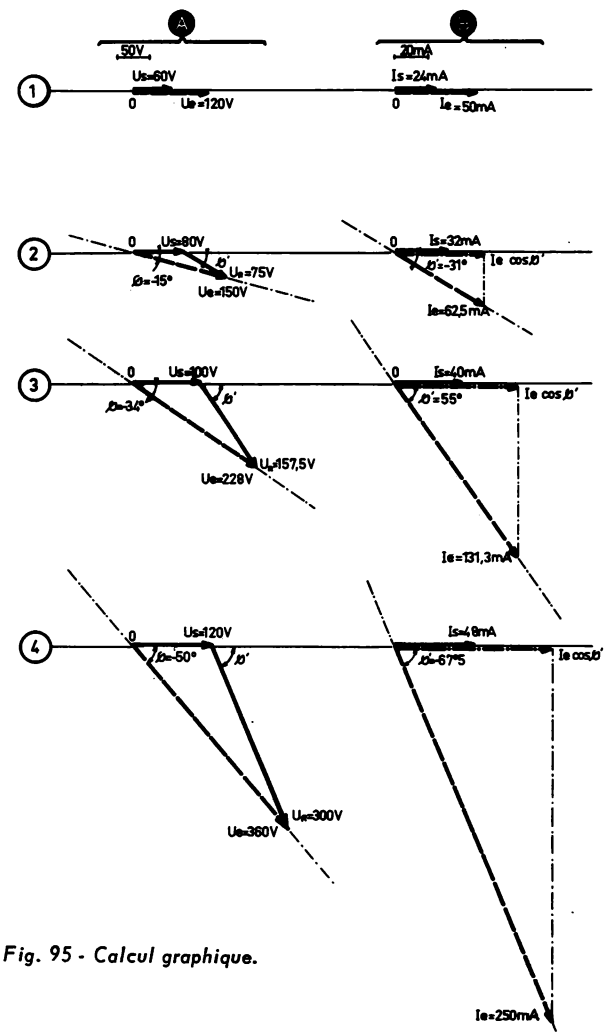


Fig. 95 - Calcul graphique.

$$I_e = \frac{U_R}{R} \qquad (15)$$

puisque U_R est en phase avec le courant d'entrée. De plus, la direction de la tension (ou du courant) détermine avec l'horizontale un angle qui peut être relevé au rapporteur et qui correspond au déphasage existant entre les courants I_e et I_s, on obtient les constructions vectorielles B (fig. 95). La projection du vecteur I_e sur l'horizontale donne le courant total «ohmique» consommé au secondaire : $I_e \cos \varphi' = I_s + I_{fe}$ (16)

Cette relation peut, à la rigueur, donner le courant I_{fe} fourni aux tôles sous forme de pertes.

Les puissances P_e appliquée et P_s recueillie dans la charge se calculent aisément :

$$\left.\begin{aligned} P_e &= U_e I_e \\ P_s &= U_s I_s \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

d'où le rendement effectif

$$\eta\,\% = \frac{P_s}{P_e} \cdot 100 \qquad (18)$$

Les diverses grandeurs précédentes sont groupées dans le tableau IV et le rendement voit sa courbe exprimée figure 96. Le rendement maximum est de 27 % mais ceci pour une tension inintéressante ; pour une valeur standard de 220 volts, il descend à 14 % seulement.

La régulation en tension est identique au cas du paragraphe XIII. 7 : (fig. 96)

$$Point\ \ 0 \qquad \text{Efficacité} = \frac{80}{220} \cdot \frac{100}{16} = 2{,}28$$

L'insuffisance du rendement et de la régulation nous démontre aisément que le système ne peut pas être utilisé sous cette forme. Nous verrons plus loin des systèmes similaires mais possédant une compensation efficace de la «dérive» tout en relevant le rendement de l'installation.

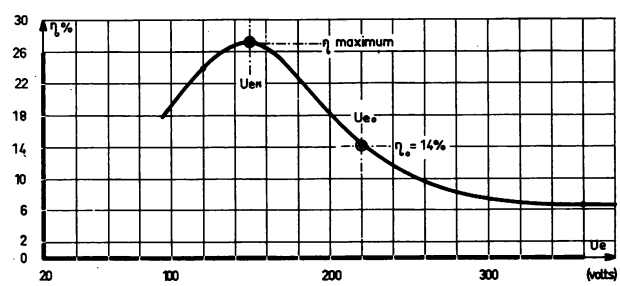


Fig. 96 - Courbe du rendement.

XIII. 9 - ACTION D'UNE CHARGE REACTIVE

Il a été vu lors du chapitre X(§ X-5) que l'influence d'une charge réactive créait une réduction non négligeable de l'efficacité de régulation. Dans notre système de régulateur, l'efficacité n'est pratiquement pas modifiée, une charge réactive n'occasionnant qu'un décalage horizontal du palier de saturation (zone *MON* fig. 97).

En effet, considérons la réalisation du paragraphe XIII. 6 (fig. 98) ; le condensateur proposé a une valeur voisine de 8,9 μF puisque l'anti-résonance s'effectue à 40 V avec une inductance de 1,125 H ; le résultat se rapporte à la courbe de la figure 91.

Si l'on charge le système par une impédance réactive constituée par une résistance assez élevée ($R_c \# 20\ K\ \Omega$) et par une capacité ayant la valeur particulière de 1,1 μF (soit $X_c \# 2\,900\ \Omega$ à 50 Hz), nous verrons pourquoi tout à l'heure, on peut admettre que la charge est pratiquement capacitive .

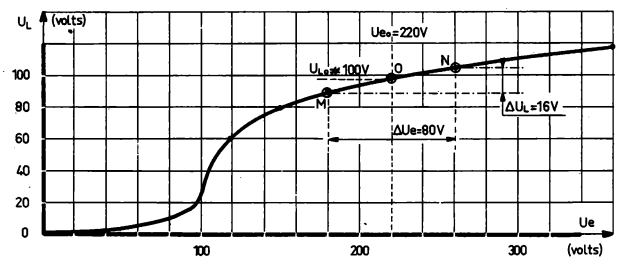


Fig. 97 - Cas d'une charge ohmique : $R_c = 2500\ \Omega$, $R = 1200\ \Omega$.

En associant les éléments de même nature, on peut voir que le système devient tout à fait analogue à la réalisation du paragraphe XIII. 5 .

En effet : $C_{Total} = 8{,}9 + 1{,}1 = 10\ \mu F$

D'autre part, la résistance équivalente de charge n'agit que très peu.

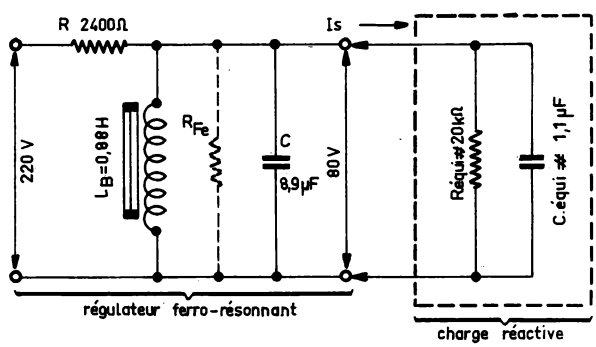


Fig. 98 - Système régulateur chargé par une impédance quelconque.

Il découle de tout ceci que l'apport de capacité à ce type de régulateur a une action directe sur l'anti-résonance. La tension de sortie varie en conséquence avec la matière de la charge car il est évident que le branchement d'une charge selfique crée également une réaction sur l'anti-résonance mais en sens inverse.

Ici, en partant de la réalisation du paragraphe XIII.6, l'apport d'une capacité extérieure 12,5 % supérieure nous modifie les conditions de travail dans le rapport suivant :

$U_s \longrightarrow 83\ V$ à $90\ V \longrightarrow \Delta U_s = +7\ V$

Pour $U_e = c^t = 240\ V$ (voir courbes des fig. 88 et 91)

En conclusion on peut dire que la tension de sortie du système :

1) ... augmente pour une charge capacitive

2) ... diminue pour une charge inductive

vis à vis de la charge ohmique normale.

Quant aux charges complexes (cas extrêmement rare), le problème se ramène à des équivalences d'impédance.

XIII. 10 - DISTORSION DU SIGNAL UTILE

Vis à vis du montage régulateur à fer saturé on constate dans ce domaine une certaine amélioration.

Considérons en effet la forme des signaux obtenus en supprimant le condensateur du montage du paragraphe XIII. 8 : voir figure 99. En atteignant la zone dite « de régulation » obtenue pour une tension d'entrée de 220 V, le signal comporte une composante non-négligeable d'harmoniques pairs. On peut remarquer ce fort défaut nuisible dès $V_p = 150$ V, mais le signal est pratiquement déformé depuis le début, à des taux variables.

Avec le condensateur et toujours en charge (cas de la fig. 93), pour $V_p = 220$ V, la distorsion n'est pas catastrophique ; dans la plupart des cas, on peut la négliger lorsqu'elle ne dépasse pas 15 %. C'est le cas pour des tensions d'entrée dépassant 220 V (fig.100). Le circuit accordé L_B- C agit ici comme un filtre.

Le choix de la capacité d'accord pour une réalisation et pour une charge donnée s'avère dans ce domaine assez important, notamment pour des valeurs sous-critiques (fig. 101). Ainsi, on notera que :

1) Pour $C < C_{opt.}$ ≡ la distorsion apparaît

2) Pour $C > C_{opt.}$ ≡ la tension de sortie diminue

Un compromis pourra être réalisé pour le cas des charges variables.

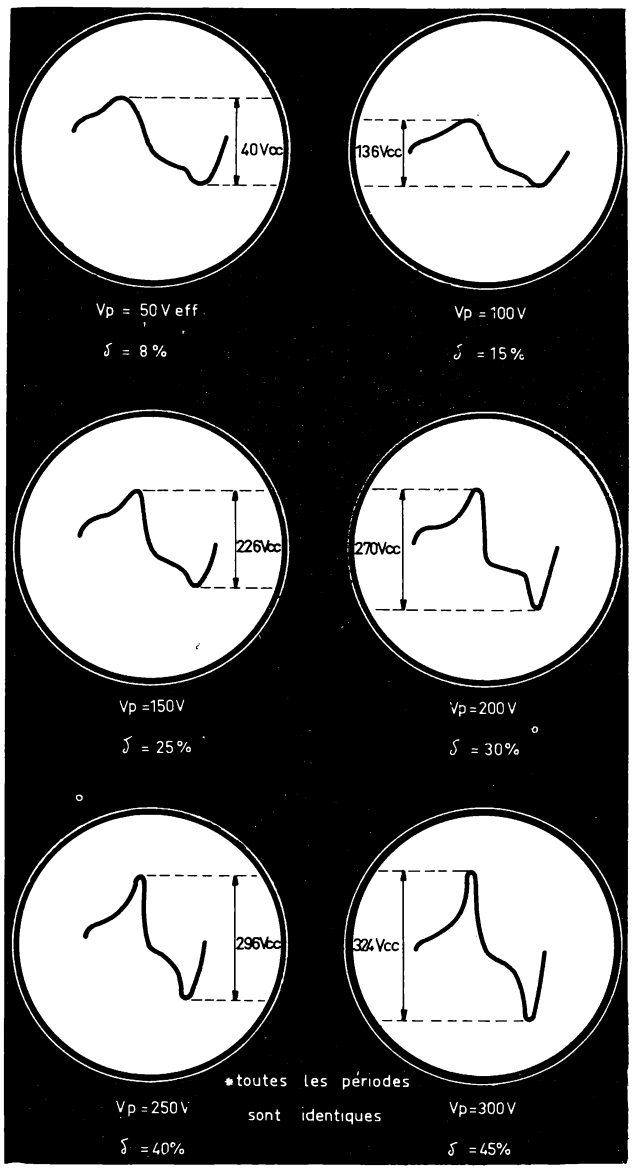


Fig. 99 - Oscillogrammes de signaux délivrés par un système saturé ordinaire.

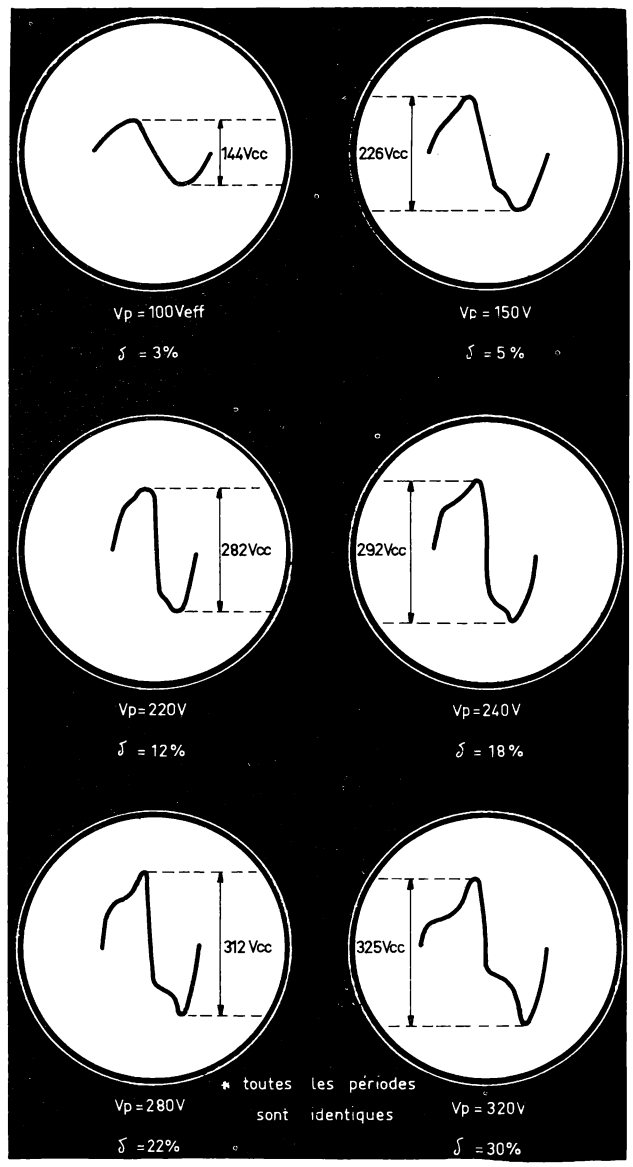


Fig. 100 - Oscillogrammes de signaux délivrés par un système régulateur à ferro-résonance parallèle.

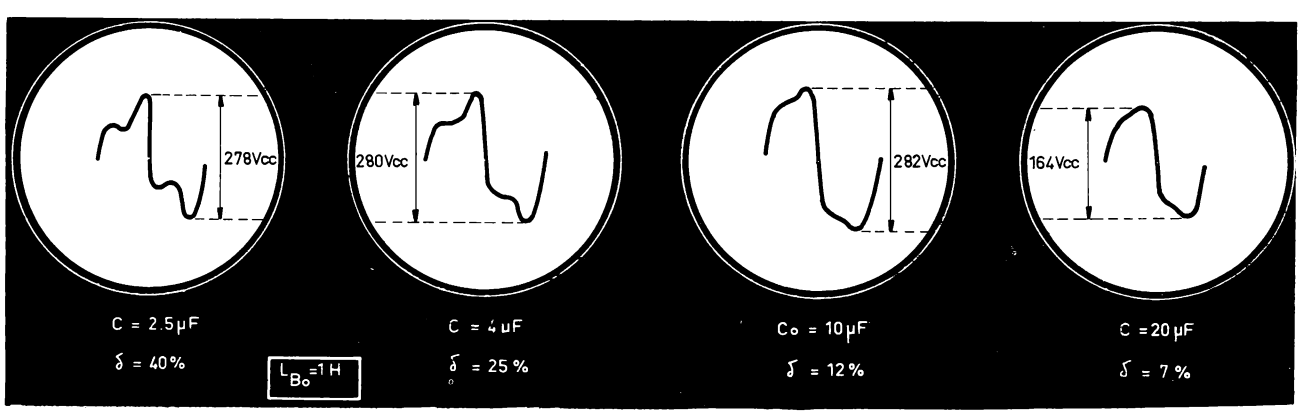


Fig. 101 - Oscillogrammes obtenus avec le système à résonance parallèle en fonction de la capacité d'accord.

CHAPITRE XIV

Améliorations du système à ferro-résonance

XIV. 1 - ACTION SUR LA PERMEABILITE APPARENTE DE LA BOBINE A FER

La perméabilité apparente de l'inductance consiste en la relation suivante :

$$\mu_{APP} = \frac{L_B}{L_{air}} \qquad * \qquad (1)$$

Considérant une tôle de qualité donnée la perméabilité apparente varie selon l'induction des tôles.

Il est évident, par ailleurs, que, suivant la qualité du matériau employé, la pente de la perméabilité est plus ou moins abrupte. On se reportera, pour s'en persuader, au chapitre V de la technologie des transformateurs à haute induction (fig.30).

On peut agir également sur la pente de variation de μ_{APP}, en modifiant quelque peu la forme du circuit magnétique. Notamment, l'emploi d'entrefer permet une certaine action sur ce paramètre.

Ainsi, pour un même poids de tôles (1/2 kg), on peut obtenir (fig. 102) des pentes variables de μ_{APP} en pratiquant un léger entrefer aux tôles (cas I), en les entassant normalement et sans entrefer (cas II) et en croisant les tôles convenablement (cas III).

Dans notre application, la qualité du matériau reste la même pour les trois cas. Les pertes dans le fer sont caractérisées par la figure 103, établie pour le cas II intermédiaire. Pour la suite des calculs, on admettra comme valables les ordres de grandeur donnés par ce graphique pour des cas voisins du cas II, ceci dans le but de simplifier les calculs .

En appliquant la formule (11) du chapitre XIII, on peut aisément remplir un tableau de variables (tabl. I) composées. L'exemple n'ayant ici qu'un intérêt pédagogique, on rappelle que le calcul des pertes dans le fer a été approché et gardé identique pour les deux cas extrêmes I et III. Par ailleurs, la fréquente dispersion dans la qualité des tôles ne rend pas absurde notre approximation.

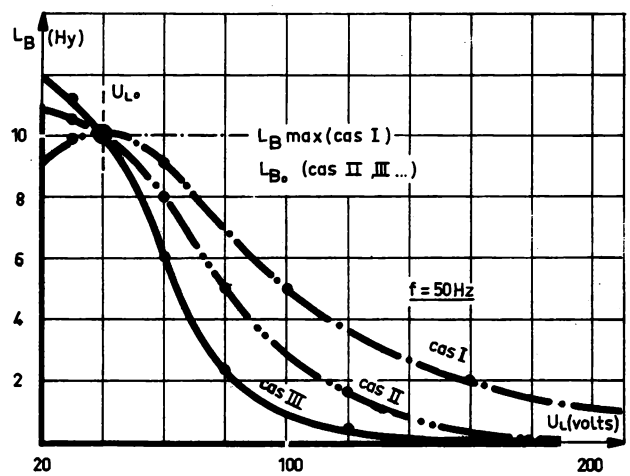


Fig. 102 - Inductance à tôles saturables.

Le tableau I conduit aux courbes de régulation aval de la figure 104.

On peut voir aisément qu'en montant judicieusement la carcasse magnétique, il est possible d'obtenir une régulation acceptable avec notre système :

* L_{air} : inductance de la bobine obtenue sans circuit magnétique.

TABLEAU I

* U_L (V)	20	40	60	80	100	120
L_B cas I (H)	9	10	9	7	5	3,6
* P_{Fe} (W)	0,17	0,4	0,75	1,2	1,75	2,3
* R_{Fe} (Ω)	2355	4 000	4 800	5 340	5 720	6250
* R_T (Ω)	1480	2 000	2 180	2 300	2 360	2 440
* Q	1,48	2	2,18	2,3	2,36	2,44
ω_o^2	$1,11.10^5$	10^5	$1,11.10^5$	$1,43.10^5$	2.10^5	$2,38.10^5$
μ	- 0,11	0	- 0,11	-0,43	- 1	- 1,38
$\mu^2 Q^2$	0,0265	0	0,0575	1	5,6	11,3
$\sqrt{1 + \mu^2 Q^2}$	1,01	1	1,03	1,414	2,56	3,5
* $\frac{R + R_{Fe}}{R_{Fe}}$	2,7	2	1,83	1,75	1,7	1,64
U_o (V)	54,5	80	113	198	435	690
L_B cas II (H)	11,2	10	6	2,3	1	0,4
ω_o^2	$1,11.10^5$	10^5	1,665	4,35	10	25
μ	- 0,11	0	- 0,665	- 3,35	- 9	- 24
$\mu^2 Q^2$	0,0265	0	2,1	59,2	450	3450
$\sqrt{1 + \mu^2 Q^2}$	1	1	1,76	7,77	21,2	58,6
U_o (V)	54	80	193	1 085	3 600	11 500

* grandeurs communes aux cas I et III

POINTS PARTICULIERS

POINTS PARTICULIERS (cas III)

U_L \ G^{ns}	L_B (H)	ω_o^2	μ	$\mu^2 Q^2$	$\sqrt{1 + \mu^2 Q^2}$	U_o (V)
50	8,3	1,2	- 0,2	0,18	1,085	105
70	4	2,5	- 1,5	11,3	3,5	440

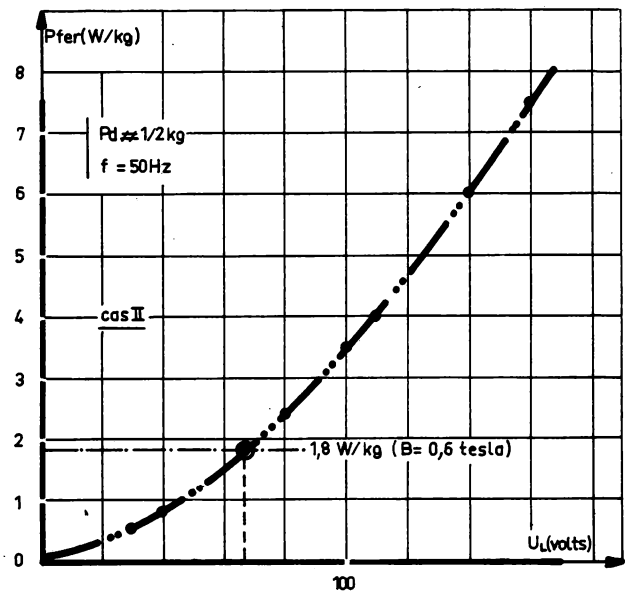


Fig. 103 - Pertes dans le fer des tôles.

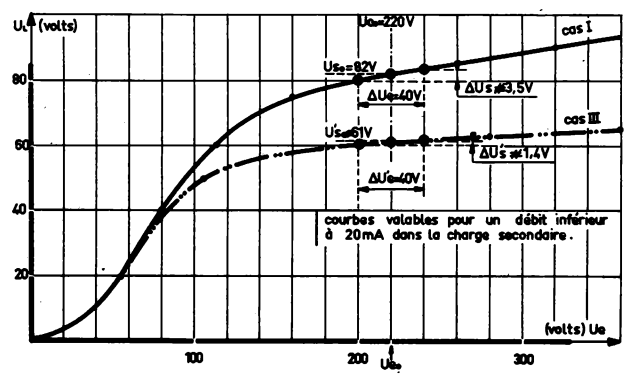


Fig. 104 - Régulations diverses (action sur la perméabilité apparente).

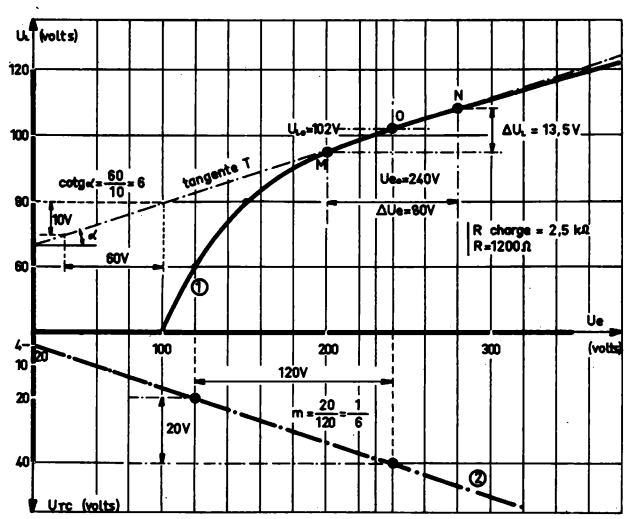


Fig. 105 - Détermination de la compensation.

Cas I : Efficacité $\frac{40}{220} \cdot \frac{82}{3,5} = 4,25$

Cas III : Efficacité $\frac{40}{220} \cdot \frac{61}{1,4} = 8$

Toutefois des mesures montreraient que, passant du cas I au cas III, le taux de distorsion du signal augmente légèrement tandis que le rendement en puissance baisse.

XIV. 2 - TENTATIVE DE COMPENSATION PAR TRANSFORMATEUR

Reprenons le système exposé par le paragraphe XIII.8 d'une part et par la figure 97 d'autre part.

Au niveau de la zone de travail (Région MON fig. 105) la tangente à cette partie quasi-linéaire possède une pente qui peut se définir par le rapport suivant :

$$Cotg\ \alpha = \frac{\Delta U'}{\Delta U} = \frac{60}{10} = 6$$

Si le régulateur est constitué d'un transformateur T_r on peut, de prime abord, compenser la dérive positive de tension en insérant dans le circuit secondaire, le secondaire d'un transformateur travaillant très loin de la saturation et dont le rapport de transformation est précisément de :

$$m = \frac{1}{6} \qquad \text{(voir fig. 106)}$$

Ainsi, toute augmentation de U_L coïncide avec celle de U_{TC} ; mais comme U_L est - de prime abord ... . - en opposition de phase avec U_{TC}, une correction s'établit. Un même moyen fût d'ailleurs employé lors des chapitres précédents .

Une étude pratique effectuée sur une réalisation répondant aux conditions précédentes serait très décevante. En effet, les tensions secondaires U_{TC} et U_L ne sont plus en opposition aussitôt que l'on dépasse la «tension d'antirésonance» c'est-à-dire pour U_L = 60 V.

Une construction vectorielle étalonnée permet encore aisément le calcul de la tension de sortie réelle (fig.107) Connaissant l'angle existant entre U_L et U_e , angle déterminé par une construction vectorielle connue (angle α_1 fig. 87 A et 95), il semble facile de tracer la direction MN supportant le vecteur U_e et, en opposition de

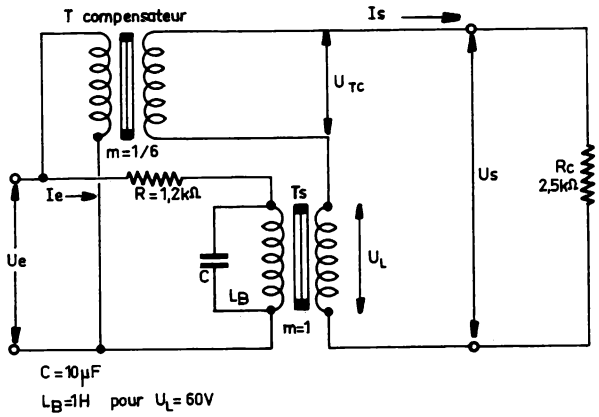


Fig. 106 - Montage compensé (exemple).

phase, le vecteur U_{TC} . L'amplitude de ce dernier est évidemment fournie par la courbe 2 de la figure 105.

Les différents paramètres se trouvent résumés dans le tableau II et les résultats découlent directement des diagrammes de la figure 107. On peut y noter le fait frappant qu'à mesure que U_e croît, la compensation diminue d'efficacité : ceci s'explique assez facilement puisqu'à mesure qu'on s'éloigne de la «tension d'anti-résonance» le vecteur U_{TC} est de moins en moins en opposition de phase U_L. En réalité, ce dernier vecteur se voit soustraire d'une quantité voisine de U_{TC} cos φ ; Or, comme φ croît de plus en plus, le cosinus baisse ; à la limite, pour $\varphi \rightarrow 90°$, le vecteur compensateur n'a plus du tout d'action. Enfin pour $\varphi > 90°$, la «correction» a lieu en sens inverse puisque U_s voit s'accélérer sa croissance : U_s ***augmente plus vite que*** U_e .

TABLEAU II

U_e (V)	120	150	228	360
U_L (V)	60	80	100	120
φ (degrés)	0	- 15°	- 34°	- 50°
$U_{T.C.}$ (V)	20	25	38	60
U_s (V)	40	56	70	92
I_e (mA)	50	62,5	131,3	250
I_s (mA)	24	32	40	48
P_e (W)	6	9,4	30	90
P_s (W)	0,96	1,79	2,8	4,8
η (%)	16	19	9,35	5,33

Vis à vis de la tension d'entrée U_e, le déphasage de la tension U_s devient catastrophique et dépasse 90° ; à la limite ce déphasage tend vers 180°.

Le tableau récapitulatif II conduit aux courbes des figures 108 et 109. Trois conclusions peuvent être posées:

1) L'amélioration dans la régulation n'est pas satisfaisante : 3,14 au lieu de 2,28 (§ XIII - 8).
2) Le rendement de l'installation est déplorable : 10 % à 220 V.
3) Cette correction doit être rejetée .

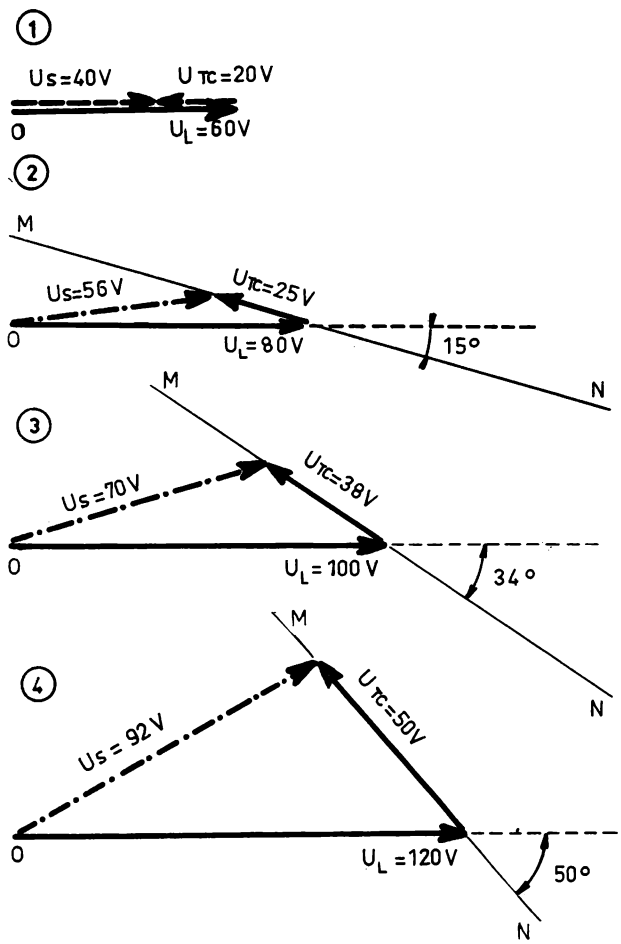


Fig. 107- Processus vectoriel de la compensation de la fig. 106.

XIV.3 *Système compensateur d'angle*

Somme toute, il peut découler facilement de l'exposé précédent que l'écueil réside dans les déphasages existant entre les tensions d'entrée et de sortie.

On peut imaginer un montage équipé non pas d'une résistance « ballast » mais d'une impédance complexe. (fig.110 A). Il s'agit toutefois d'analyser cette impédance.

On suppose que l'on se place dans un cas de fonctionnement *tel que l'anti-résonance est dépassée* :*

$$L_B \omega < \frac{1}{C \omega} \qquad i_L > i_c \qquad (2)$$

Une construction vectorielle analogue aux cas ultérieurs nous procure successivement les vecteurs $\overrightarrow{i_c}$, $\overrightarrow{i_L}$, $\overrightarrow{i_L - i_e}$, $\overrightarrow{U_s}$, $\overrightarrow{I_c}$ et $\overrightarrow{I_e}$ (fig. 110 B), le diagramme montrant aisément le moyen d'y parvenir.

Considérons maintenant l'impédance Z. Cette dernière se compose quels que soient les cas d'une composante ohmique. La tension apparaissant à ses bornes est en phase avec le courant I_e qui la traverse. On obtient ainsi le vecteur $\overrightarrow{r I_e}$.

Maintenant, du point X, débute un vecteur qui doit figurer la partie réactance de Z.

Cas I : Supposons que l'impédance Z est équivalente à une réactance de capacité. Il résulte le vecteur $\overrightarrow{XY}$ en retard de 90° sur le courant I_e. La résultante de $\overrightarrow{U_Z}$ et de $\overrightarrow{U_s}$ est évidemment la tension d'entrée $\overrightarrow{U_e}$ (vecteur $\overrightarrow{OY}$). Or, on peut voir que le déphasage φ entre $\overrightarrow{U_e}$ et $\overrightarrow{U_s}$ est énorme ; la représentation capacitive ne convient donc pas.

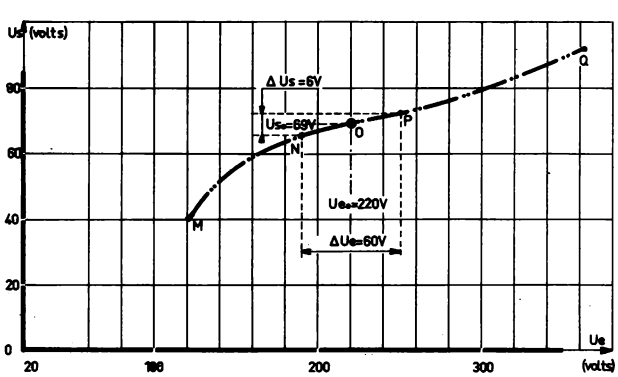


Fig. 108 - Régulation aval.

* Cette remarque est très importante car elle permet de différencier notre montage du système à ferro résonance double.

Cas II: Adoptons maintenant la réactance inductive comme composante réactive de Z. On a donc le vecteur $\overrightarrow{XZ}$ figurant $L \omega I_e$ et l'on peut remarquer que la tension U_e (vecteur $\overrightarrow{OZ}$) présente un déphasage faible (φ_1) vis-à-vis de U_e.

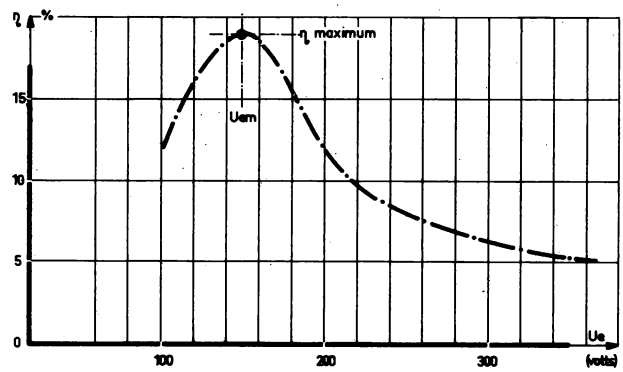


Fig. 109 - Courbe du rendement résultant.

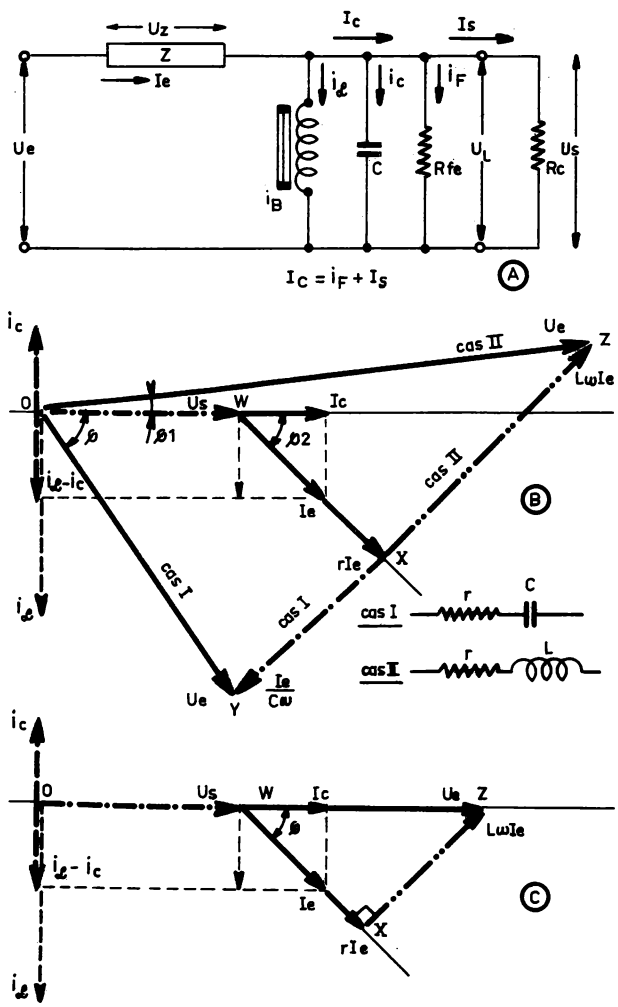


Fig. 110 - Recherche d'une compensation d'angle.

Bien mieux encore, en réglant judicieusement l'amplitude du vecteur $\overrightarrow{XZ}$ (en agissant sur la valeur de L), le déphasage entre U_{eo} et U_{so} peut être nul (fig. 110 C).

Dans ces conditions et si on observe une légère variation de L de part et d'autre de la valeur requise à la tension U_{eo} normale de travail, pour une variation de cette dernière, par exemple, l'angle oscillera légèrement autour de zéro. φ_1 pourra donc être positif ou négatif puisque U_{eo} peut, de la sorte, être en avance ou en retard sur U_{so}.

La condition de déphasage nul s'obtient à partir du triangle rectangle $W X Z$ (fig. 110 C) :

$$\overline{WZ}^2 = \overline{WX}^2 + \overline{XZ}^2$$

Soit : $(U_{eo} - U_{so})^2 = r^2 I_e^2 + L^2 \omega^2 I_e^2$

D'où : $$Z = \sqrt{r^2 + L^2 \omega^2} = \frac{U_{eo} - U_{so}}{I_e} \quad (3)$$

Les grandeurs U_e, U_s et I_e peuvent être calculées par la formule (7) suivante.

XIV. 4 - RELATION ENTRE TENSIONS

En appelant Z' l'ensemble L_B, C, R_{fe} et R_c, il vient de la figure 110 A:

$$U_s = U_e \frac{Z'}{Z' + Z} \quad (4)$$

avec $$Z' = \left(jC\omega + \frac{1}{jL_B\omega} + \frac{1}{R_{fe}} + \frac{1}{R_c} \right)^{-1}$$

$$Z = r + jL\omega$$

Après une élémentaire transformation il vient :

$$(5) \quad \frac{U_e}{U_s} = 1 + (r + jL\omega)\left(jC\omega + \frac{1}{jL_B\omega} + \frac{1}{R_T} \right)$$

avec $$R_T = \frac{R_{fe} \cdot R_c}{R_{fe} + R_c}$$

En groupant et en modifiant la répartition des paramètres :

$$\frac{U_e}{U_s} = 1 + \frac{r}{R_T}\left[\underbrace{\left(1 - L_B C \omega^2\right)}_{\mu} \underbrace{\left(\frac{R_T L}{r L_B} + \frac{R_T}{jL_B\omega} \right)}_{\beta} + j\frac{L\omega}{r} + 1 \right]$$

β peut s'écrire différemment :

$$\beta = (r + jL\omega)\frac{R_T}{jL_B r\omega} = \frac{Z R_T}{jL_B r\omega} \quad (6)$$

Soit finalement :

$$\frac{U_e}{U_s} = 1 + Z\left(\frac{1}{R_T} + \mu \frac{1}{jL_B\omega} \right) (7)$$

avec $$\mu = 1 - \frac{\omega_f^2}{\omega_o^2} = \textit{dissonance.}$$

$$\omega_f = 2\pi 50 \ Hz = \textit{constante}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_B C}}$$

$$Z = r + jL\omega$$

Une autre forme peut être employée :

$$\frac{U_e}{U_s} = 1 + \frac{Z}{R_T} \cdot (1 - j\mu Q) \quad (8)$$

avec $$Q = \frac{R_T}{L_B \omega}$$

$$R_T = \frac{R_{Fe} \cdot R_c}{R_{Fe} + R_c}$$

Enfin, une ultime transformation fait apparaître une formule symétrique de celle, numéro 10, vue au chapitre XIII, § XIII.4 :

$$U_e = U_s \cdot \frac{R_T + Z}{R_T} \cdot (1 - j\mu Q) \quad (9)$$

En prenant soin de ne pas oublier que Z comporte des termes imaginaires l'application de cette formule pourra se faire comme dans les cas précédents, avec l'aide de tableaux de variables.

REMARQUES IMPORTANTES

1) La phase est l'inverse des cas à résistance « ballast ». le signe « moins » devant le terme « μQ » l'atteste.

2) Dans le tableau de variables proposé précédemment il faut tenir compte du terme complexe Z. La formule (8) est de la forme :

$$y = 1 + K\,(a + jb)\,(c - jd)$$

dont l'expression équivalente est :

$$y = 1 + K\left[ac + bd + j\,(bc - ad)\right]$$

Soit, en valeur réelle :

$$|y| = \sqrt{(1 + Kac + Kbd)^2 + (Kbc - Kad)^2}$$

et avec leur grandeur correspondante : (10)

$$\left|\frac{U_e}{U_s}\right| = \sqrt{\left(1 + \frac{r}{R_T} + \mu Q\,\frac{L\omega}{R_T}\right)^2 + \left(\frac{L\omega}{R_T} - \mu Q\,\frac{r}{R_T}\right)^2} \qquad (10)$$

L'application d'une telle formule est évidemment mal commode aussi on préfère à la prédétermination théorique, des essais sur échantillons.

3) La valeur particulière de Z peut être calculée de deux façons : Pour avoir le minimum de rotation de phase autour des tensions de travail U_{eo} et U_{so}, Z doit répondre à l'égalité suivante

$$Z = \sqrt{r^2 + L^2\omega^2} = \frac{U_{eo} - U_{so}}{I_{eo}} \qquad (3)$$

D'autre part une deuxième formule peut donner encore la valeur Z ; elle est tirée de la relation (9) à l'antirésonance c'est-à-dire lorsque $\mu = 0$:

$$Z = \sqrt{r^2 + L^2\omega^2} = \left[\frac{U_{e1}}{U_{s1}} - 1\right] R_T \qquad (11)$$

Ces deux relations, (3) et (11), devront vérifier la même valeur de Z.

4) La présence d'une inductance supplémentaire L apporte un phénomène particulier si la capacité C vient s'accorder avec cette inductance. Une ferro-résonance série peut en effet apparaître ; dans notre application on devra placer cette résonance en dehors de la phase utilisable ; généralement il est préférable de la placer *avant* l'antirésonance (c'est-à-dire pour une tension primaire plus faible que celle qui détermine cette antirésonance). Nous verrons d'ailleurs pourquoi dans le prochain chapitre.

5) Il convient de bien séparer ici le système compensateur de phase et le système à double résonance qui fera l'objet du prochain chapitre. Certains aspects du fonctionnement diffèrent totalement malgré le fait d'une forme identique de schéma. En particulier la résistance de la bobine L est bien plus importante ici. De plus la compensation du déphasage - qui doit se faire à la tension normale de travail - a lieu bien au delà de l'antirésonance, les diagrammes vectoriels le montrent.

Enfin, cette antirésonance se fait assez sentir alors que l'éventuelle résonance de L sur C est considérablement amortie par la présence de « r ».

6) La présence de « r » est obligatoire si l'on veut avoir une correction de phase intéressante. Toutefois, il faut bien signaler que ceci se fait au détriment du rendement qui, pour cette application, est encore faible.

XIV. 5 - COMPENSATION PAR TRANSFORMATEUR DANS LE CAS DU SYSTEME COMPENSE EN PHASE

Nous avons relevé lors du paragraphe XIV.2 une impossibilité de corriger la dérive en tension du palier de régulation avec l'aide d'un transformateur compensateur. L'écueil résidait dans le déphasage différent de 0 ou de 180 degrés existant entre les tensions d'entrée et de sortie.

Or, avec notre montage, au voisinage de la tension de fonctionnement, le déphasage est nul. Il apparaît

donc possible de combiner un système comportant un classique transformateur compensateur (fig. 111). Le principe de détermination de ses caractéristiques reste identique à celui exposé dans le cadre du paragraphe XIV.2.

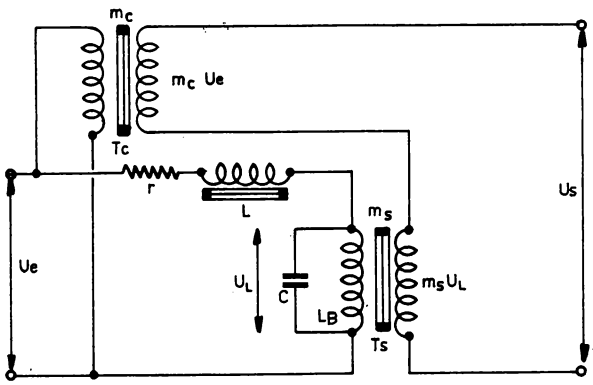


Fig. 111 - Montage compensateur par transformateur non saturable et à dispositif de correction de phase.

On peut obtenir avec le montage des régulations fort intéressantes toutefois, il convient de rappeler la faiblesse relative du rendement, ceci résultant de la présence de la composante ohmique de Z.

XIV. 6 - ACTION COMPENSATRICE DE L.

Considérons la formule (9) du paragraphe XIV.4 et plaçons-nous au voisinage de la résonance. Pour ce cas particulier la dissonance «μ» est égale à 0 ; il subsiste alors la relation :

$$U_e = U_s \frac{R_T + Z}{R_T}$$

Soit, encore : $$\frac{U_s}{U_e} = \frac{1}{1 + \frac{Z}{R_T}}$$

ou, en remplaçant Z par son expression équivalente :

$$\frac{U_s}{U_e} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_T} + j\frac{L\omega}{R_T}}$$

Prenons la valeur réelle :

$$\frac{U_s}{U_e} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{r}{R_T}\right)^2 + \frac{L^2\omega^2}{T_T}}} \qquad (12)$$

L'inductance L n'est jamais saturée si l'on veut que le courant absorbé ne soit pas déformé, déformation qui entraînerait une altération non négligeable de la tension de sortie. La seule condition de travail physiquement possible consiste à se placer dans une région où l'inductance L est croissante (fig. 112)

$$\left.\begin{array}{ll} \text{Ainsi on assiste à ... :} & L_o + \Delta L \\ \text{lorsque ... :} & U_{eo} + \Delta U_e \end{array}\right\} \quad (13)$$

Admettons que dans ces conditions, la tension de sortie ne varie pas.

L'expression (12) prend la forme suivante :

$$(14)\quad C^{te} = \left| \frac{U_{eo}}{U_{so}} \right| = \frac{U_{eo} + \Delta U_e}{\sqrt{\left(1 + \frac{r}{R_T}\right)^2 + \left[\frac{(L_o + \Delta L)\,\omega}{R_T}\right]^2}}$$

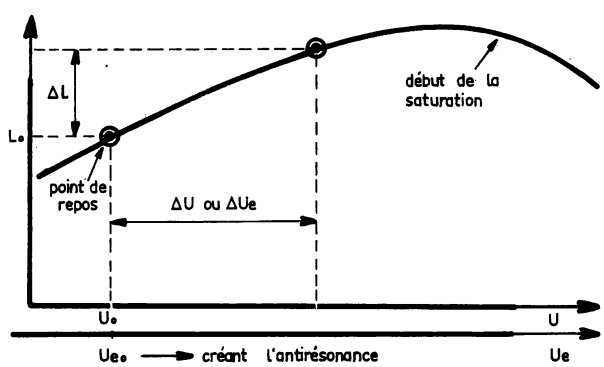


Fig. 112 - Loi de variation de l'inductance compensatrice.

Appelons $A_o = 1 + \frac{r}{R_T}$ pour la commodité des calculs et admettons que $\frac{r}{R_T}$ ne varie pas lors d'un ΔU_e.

En transformant la formule (14), il vient :

$$A_o^2 + \left[\frac{L_o\,\omega}{R_T} + \frac{\Delta L\omega}{R_T}\right]^2 = \left[\frac{U_{eo}}{U_{so}}\right]^2 + \left[\frac{\Delta U_e}{U_{so}}\right]^2 + 2\frac{\Delta U_e \cdot U_{eo}}{U_{so}^2} \qquad (15)$$

En absence de variation de tension d'entrée, il ne reste que l'égalité suivante :

$$A_o^2 + \left|\frac{L_o\,\omega}{R_T}\right|^2 = \left|\frac{U_{eo}}{U_{so}}\right|^2 \qquad (16)$$

car, alors, dans l'égalité (15) les ΔU_e et ΔL disparaissent.

De part l'égalité (16), la formule (15) peut se simplifier. On peut, en effet, considérer que les variables et éliminer les « 1 » de part et d'autre du signe « = »

$$\left|\frac{\Delta L\,\omega}{R_T}\right|^2 + \frac{L_o\,\omega}{R_T}\cdot\frac{2\,\Delta L\,\omega}{R_T} = \left|\frac{\Delta U_e}{U_s}\right|^2 + \frac{U_{eo}}{U_{so}}\cdot\frac{2\,\Delta U_e}{U_{so}} \quad (17)$$

En elle-même cette relation forme un tout . Toutefois, une simplification peut encore se faire car la formule fait intervenir des grandeurs très faibles :

$$\left|\frac{\Delta L\,\omega}{R_T}\right|^2 \text{ et } \left|\frac{\Delta U_e}{U_s}\right|^2$$

En les supprimant, il reste :

$$\frac{L_o\,\omega}{R_T}\cdot\frac{2\,\Delta L\,\omega}{R_T} \neq \frac{U_{eo}}{U_{so}}\cdot\frac{2\,\Delta U_e}{U_{so}} \quad (18)$$

En conclusion, si l'égalité (18) est obtenue, l'augmentation de L compense la dérive citée au début.

En effet, lorsque U_e croît, l'augmentation de L consécutive à l'élévation de tension à ses bornes (fig. 113), provoque un effet cumulatif *qui s'oppose à la croissance de la tension d'entrée*. La tension de sortie reste alors relativement constante *et l'on ne s'écarte pas de l'antirésonance*, condition fondamentale posée au début du paragraphe XIV.5, en annulant la dissonance μ .

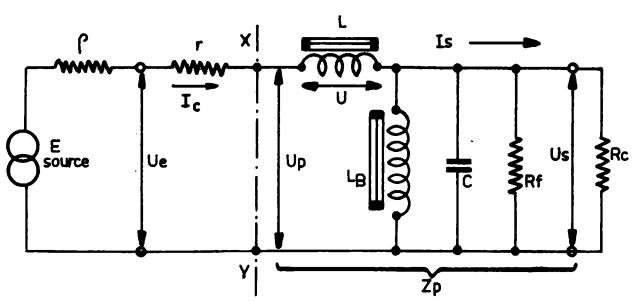


Fig. 113 - Montage faisant apparaître l'action compensatrice de L.

XIV. 6 - CONSEQUENCES

Les conséquences d'un tel compromis sont les suivantes :

1) Tout d'abord, on peut remarquer que la présence de la résistance r n'est guère utile, ici . En la supprimant le développement de la formule reste inchangé et la compensation a lieu de la même façon . .

2) La présence de « r » apporte même une certaine destruction de la correction si l'on se penche sur les relations de phase. Effectivement, L variant, le déphasage se modifie dans le même rapport et ceci entraîne une erreur dans l'opposition automatique précédemment citée.

3) Si l'on supprime « r » le montage devient par contre analogue au système à double résonance ; l'amortissement apporté, entre autre, par cet élément, n'existe plus et la résonance série se fait alors sentir. On rejoint le montage utilisé industriellement (système situé à droite de XY fig. 113).

4) On se place ici à l'antirésonance ; la tension de sortie apparaissant aux bornes du circuit accordé n'est pas forcément en face avec celle d'entrée. Le diagramme vectoriel de la figure 110 n'est plus obtenu.

5) Si l'on conserve la résistance « r » le rendement baisse d'une façon importante car on assiste à des déphasages nuisibles entre U_e et U et l'impédance Z consomme une énergie plus grande. On préfère donc à ce montage hybride le système industriel à ferro-résonance double.

CHAPITRE XV

Systèmes industriels à ferro-résonance double

XV. 1 - ETUDE THEORIQUE

Ce type de régulateur est très employé, son schéma de montage servant de base à toutes les réalisations industrielles actuelles.

La figure 114 A nous montre que ce système comporte une inductance saturée L_S disposée en parallèle sur une capacité dont la valeur s'accorde avec une inductance linéaire L. Cette dernière travaille avec une induction dans le fer très faible alors que l'inductance L_S est constamment saturée, même avec une tension faible à ses bornes.

Du schéma A, figure 114 nous pouvons tirer la relation,

$$U_s = Z i_z$$

Soit, en remplaçant le courant i_z par sa valeur équivalente :

$$i_z = E \frac{X_c}{Z X_c + X_L Z + X_c X_L}$$

avec $$X_c = \frac{1}{jC\omega}$$

$$X_L = jL\omega$$

Nous avons donc :

$$U_s = E \frac{Z X_c}{Z(X_c + X_L) + X_c X_L}$$

Or, l'inductance L est calculée pour qu'elle s'accorde avec le condensateur C, à la tension prévue. Nous pouvons donc poser alors que :

$$X_c = -X_L$$

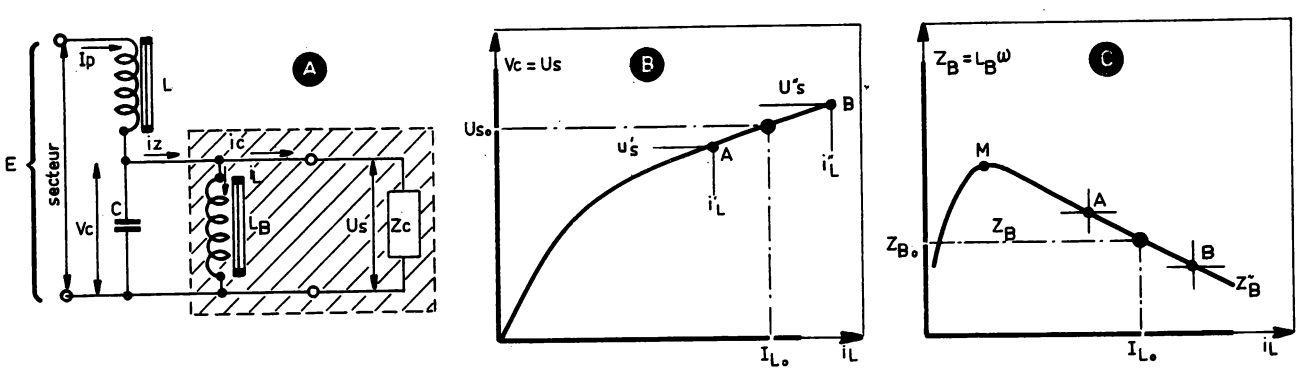
Il vient, par suite, à la résonance de L sur C :

$$U_s = E \frac{Z}{X_L} \qquad (1)$$

Puisque :

$$i_z = \frac{E}{X_L}$$

Fig. 114 - Principe du régulateur ferro-magnétique à résonance série parallèle.



Cette dernière égalité nous montre que le courant i_z est indépendant de la charge Z_c. Or, le courant dans la charge i_c découle de i_z :

$$\vec{i_c} = \vec{i_z} - \vec{i_L}$$

L'inductance L_B étant saturée, la courbe de la tension à ses bornes affecte la forme de la figure 114 B : la tension V_c varie peu lorsque le courant dans L_B augmente; inversement, une variation de tension à ses bornes entraîne une grande variation d'intensité. De ce fait, lorsque E vient à varier - augmenter, par exemple - il est immanquable que i_p vienne à croître ; mais, aussi, la tension aux bornes de l'inductance linéaire L suit cette variation ; X_L augmente puisque nous sommes dans la partie montante de l'inductance (nous sommes loin de la saturation). D'autre part, si l'augmentation de E est importante, la tension aux bornes de l'inductance saturée augmente, ce qui occasionne deux effets intimement liés :

- a : $Z_B = L_B\ \omega$ décroît (fig. 114 C)
- b : i_L = augmente très vite (fig. 114 B)

Il en résulte deux remarques importantes :

- a : la différence $i_z - i_L$ varie peu
- b : U_s suit l'allure de la courbe B

En conclusion, la formule de la tension de sortie peut s'écrire, au voisinage de la résonance :

$$U_s = (E + \Delta E) \cdot \frac{Z - \Delta Z}{X_L + \Delta X_L}$$

Il est assez facile de voir que la tension de sortie ne varie pas lorsque la variation négative de la fonction conditionne exactement l'augmentation de tension d'entrée.

D'autre part, en considérant les courants, nous avons:

$$i_c = (i_z + \Delta i_z) - (i_L + \Delta i_L)$$

soit:

$$i_c = (i_z - i_L) + (\Delta i_z - \Delta i_L)$$

Nous voyons, là aussi, que les variations d'intensité se retranchent et que i_c varie très peu si ces variations sont comparables.

Technologiquement, les grandeurs L,C et L_B doivent être conditionnées judicieusement si l'on veut obtenir des résultats appréciables.

La relation servant de base aux calculs de ces éléments découle de l'égalité (1). En développant cette formule d'une manière plus correcte, il vient les relations de base suivantes :

1) $$L C \omega^2 = 1 \qquad (2)$$

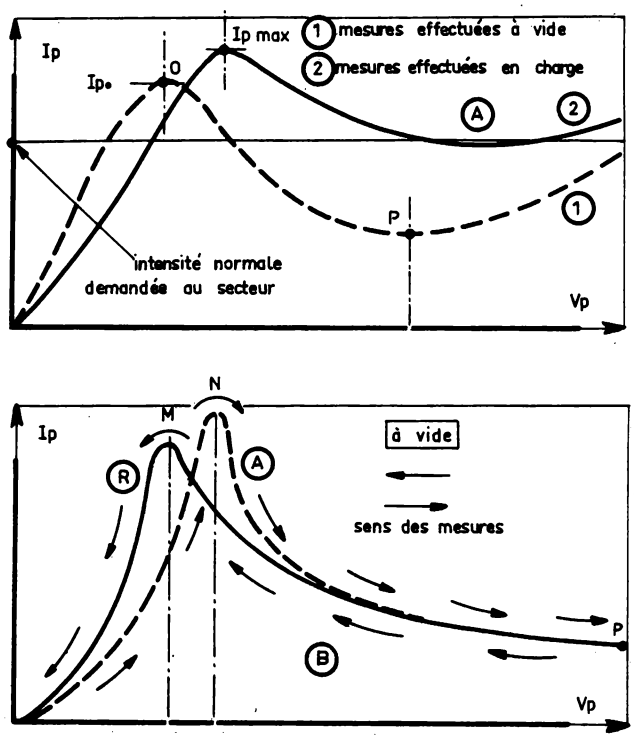


Fig. 115 - Déformation du cycle de ferro-résonance B en fonction de la charge A

2) $$\frac{E}{U_s} = \frac{L}{L_B}\sqrt{1 + Q_B^2} \qquad (3)$$

avec : $Q_B = \dfrac{L_B\ \omega}{R_c}$ = Paramètre inverse de la surintensité normale

et R_c = résistance de charge

La formule (3) provient naturellement d'une application de la relation particulière vue en (1).

En revenant aux notions de régulation, l'observation de de la formule (3) montre aisément que la tension de sortie ne peut pas varier beaucoup.

En effet, dans la formule transformée suivante :

$$U_s = E \cdot \frac{L_B}{L} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + Q_B^2}} \qquad (4)$$

$\sqrt{1 + Q_B^2}$ ne varie pas beaucoup dans la plage de travail* ; d'autre part, lorsque E a tendance à croître, L_B diminue. Comme L ne change pratiquement pas de valeur (fig.116), le produit «$E.L_B$» peut, s'il est conditionné judicieusement, rester sensiblement constant .

En réalité il subsiste une dérive résiduelle ; elle est due à une variation sensible de Q_B dans laquelle L_B décroît alors que R_c augmente.

Par ailleurs la constance de L peut être obtenue en la réalisant avec beaucoup de fer dans son circuit magnétique ; alors, l'inductance reste sensiblement constante dans la plage normale de travail (fig. 116).

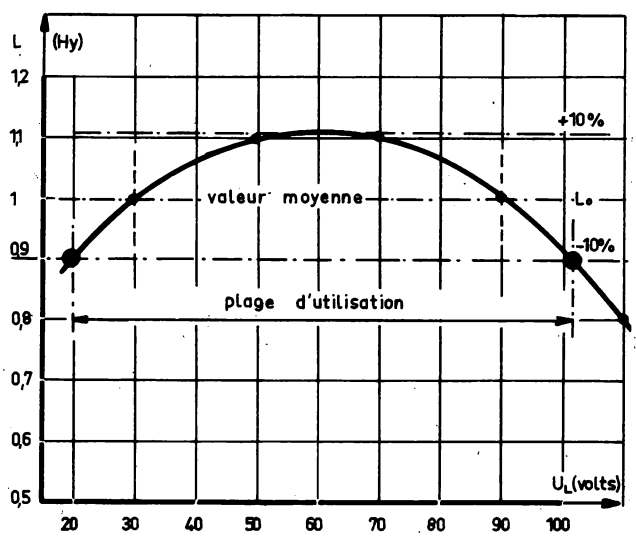


Fig. 116 - Variation de l'inductance «linéaire, «L» .

XV. 2 - ETUDE PHYSIQUE

Lorsque la tension d'entrée (le réseau) subit des variations allant depuis zéro jusqu'à des valeurs très importantes, on constate l'existence de deux résonances différentes. Une d'entre elles apparaît quand l'inductance linéaire L s'accorde avec la capacité ; quant à l'autre résonance, elle correspond à l'accord de cette même capacité avec l'inductance saturée .

* de 1 à 2 environ

Ce phénomène est possible car il convient de noter que l'inductance linéaire L croît à mesure que la tension d'entrée augmente ; mais , au contraire, l'inductance saturée décroît assez rapidement (fig.114 C). Il arrivera donc un moment où l'inductance saturée L_B prenne la même valeur que L, l'antirésonance est donc possible.

Cela se traduit graphiquement par un maximum de courant d'entrée I_p (en 0) pour la résonance, et un minimum (en P) assez amorti par la charge ou le secteur (à travers L), pour l'anti-résonance (fig. 115 A courbe1).

On profite de cet amortissement, ou, plus exactement, de ce minimum arrondi pour le faire coïncider avec les conditions normales de fonctionnement, cela améliorant le rendement. Ainsi, on profite de l'anti-résonance pour avoir un palier régulier de tension autour de la valeur considérée comme normale.

Il faut noter que la tension secondaire est presque exclusivement fournie par la résonance du circuit L_s - C.

Le circuit magnétique quoique saturé par la surintensité dans L_s est parcouru par un flux intense. Les variations de tension d'entrée occasionnent dans ce circuit magnétique des variations de flux tout à fait négligeables devant la grandeur du flux au repos :

$$\frac{\Delta \phi_p}{\phi_o} \text{ très faible.}$$

En conséquence la tension U_s variera peu.

Quant à la résonance, elle permet de rendre la courbe, en tension de sortie, utilisable pour des tensions plus faibles *en provoquant une surtension là ou la courbe s'écroulerait.* La régulation s'en trouve améliorée encore. Incidemment nous avons parlé de la charge ; son influence vient non seulement amortir les résonances, mais déplace aussi le maximum et le minimum de la courbe (fig.115 A). Ceci provient dans une certaine mesure des déphasages complexes apportés par la présence de la charge résistante dans le circuit.

A noter en passant qu'une charge réactive bouleverserait complètement l'allure des courbes.

Il apparaît également un cycle de ferro-résonance car l'inductance saturée réagit quelque peu sur l'accord du

circuit série. Une transposition configurative du schéma à l'aide du théorème de Thévenin montrerait en effet que L_B vient se placer en parallèle sur l'inductance linéaire L, modifiant ainsi légèrement le processus physique de la résonance . Il faut convenir également que la soit-disante inductance linéaire ne suit pas exactement une loi du premier degré (fig. 116).

Plus l'inductance saturée sera voisine de celle linéaire et plus le cycle de ferro-résonance sera accusé de ce qui se traduirait sur le graphique de la figure 115 B par un écartement des lieux M et N des maxima. Généralement, on choisit plutôt L_B supérieure à L.

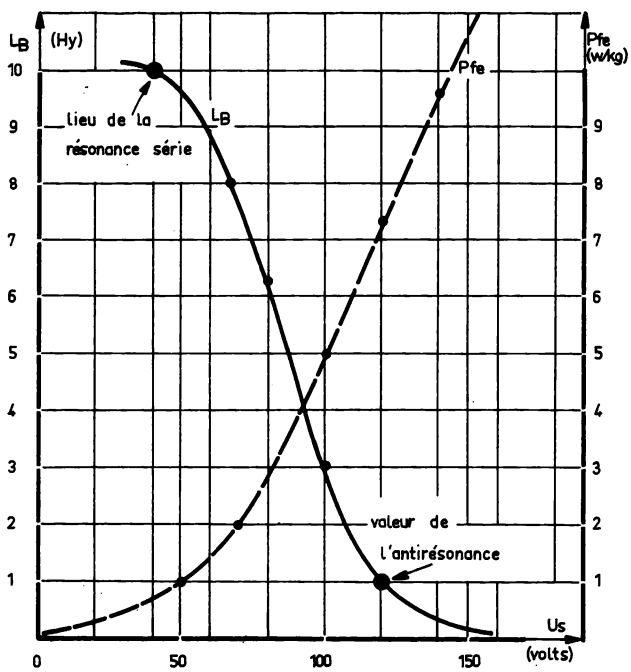


Fig. 117 - Caractéristiques d'une inductance .

L'allure des courbes de la figure 115 résulte du principe de ferro-résonance exposé dans les chapitres précédents.

On assiste bien à une modification de la courbe à l'aller et au retour ; mais la courbe, au lieu de rester horizontale, décroît, étant donnée la *présence de l'anti-résonance précédemment citée*, anti-résonance pour laquelle la *consommation en courant devient minimum*. On voit évidemment l'intérêt de ce système au point de vue rendement .

XV. 3 - REALISATION PRATIQUE

Le système utilisé dans sa version théorique conduit à une régulation assez moyenne. La tension de sortie suit en effet l'allure de la courbe tension/courant de l'inductance saturée (fig.114 B). On obtient, avec une réalisation calculée selon les formules précédentes, la courbe 2 de la figure 118. Il est tiré de ce graphique les variations suivantes :

Au primaire :

$$\Delta V_p = 165 - 35 = 130 \text{ V}$$

Au secondaire

$$\Delta V_c = 135 - 100 = 35 \text{ V}$$

Les tensions moyennes sont :

$$V_{po} = 100 \text{ V}$$

$$V_{co} \neq 117 \text{ V}$$

La régulation peut être chiffrée de la manière suivante:

$$Eff = \frac{\Delta V_p}{V_{po}} \cdot \frac{V_{co}}{\Delta V_c} = \frac{130}{100} \cdot \frac{117}{35}$$

$$Eff = 4{,}35$$

XV. 4 - ESSAIS DE COMPENSATION SIMPLE

La grandeur précédente est un résultat peu satisfaisant, aussi est-on conduit à imaginer un dispositif compensa-

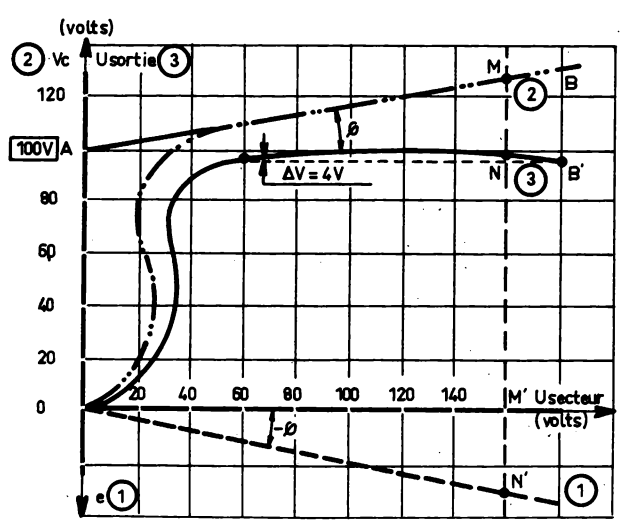


Fig. 118 - Réponse en tension d'un régulateur à double ferro-résonance simple (2) et compensé en théorie (3) par un transformateur de réponse supposée (1) linéaire.

teur analogue à ceux vus dans le chapitre des régulateurs compensés. La figure 119 indique la solution adoptée.

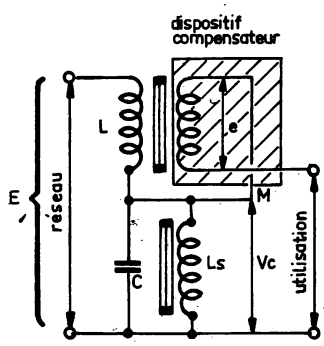


Fig. 119 - Dispositif compensateur du régulateur.

On prélève, à l'aide d'un transformateur, une partie de la tension existant aux bornes de l'inductance linéaire.

Ce transformateur fonctionne avec une induction très faible et son primaire tient lieu d'inductance linéaire. Le rapport de transformation de ce transformateur doit être calculé de telle manière que la tension secondaire e se retranche de la tension insuffisamment régulée V_c.

Toutes les variations s'opposent de façon que la résultante des deux courbes soit aussi linéaire que possible.

Le processus de calcul reste identique à celui exposé précédemment (système ferrorésonnant simple). La courbe de variation 1 de e doit présenter un angle φ inverse mais identique à celui que fait la tangente $A\,B$ à la courbe 2 avec l'horizontale $A\,B'$. La courbe résultante 3 présente, à vide, un palier particulièrement régulier, puisque la variation résiduelle se limite à : $\Delta V_s = 4$ V, pour une variation primaire de ± 60 V, autour de 120 V, pris comme valeur moyenne.

L'efficacité de régulation *à vide* s'élève dans ce cas à :

$$Eff = \frac{\Delta V_p}{V_{po}} \cdot \frac{V_{so}}{\Delta V_s} = \frac{120}{120} \cdot \frac{100}{4} = 25$$

Ce chiffre est évidemment très important mais il faut souligner *que le dispositif est à vide*. En charge, cette valeur tomberait à 10 ou 15 environ si la charge était strictement résistante. Dans le cas d'une impédance de sortie réactive, cette régulation serait beaucoup moindre.

XV. 5 - REMARQUES ET DISCUSSIONS

a) On suppose dans l'explication précédente que les relations de phase conviennent : il faut en effet, que la tension e soit rigoureusement en opposition de phase avec la tension «régulée» V_c. Or, l'expression réelle de la tension de sortie est de la forme suivante :

$$V_c = E \frac{1}{(1 + LC\omega^2) + \frac{L}{L_B} + j\frac{L\omega}{R}} \qquad (5)$$

Il est facile de voir que l'élément réactif n'est jamais complètement négligeable, sauf très loin de la résonance, là, précisément, où le régulateur perd ses propriétés. Il faut signaler également que le facteur $L\omega / R_c$ n'est pas un coefficient de surtension, R_c étant une résistance parallèle. Ce facteur n'est donc pas très grand ; toutefois, au voisinage de la résonance, lorsque $LC\omega^2 \to 1$ il reste pour la partie réelle, une fraction L/L_B que l'on doit rendre, pour des raisons technologiques, inférieure à l'unité. En définitive, on peut conclure que, suivant la charge R_c, le déphasage de V_c par rapport à E sera valable ce qui entraîne des efficacités de régulation différentes suivant l'impédance de charge.

La tension e, étant, en quelque sorte, prélevée aux bornes de l'inductance d'accord L, est également déphasée par rapport à E ; toutefois, le déphasage est inverse de celui de V_c qui est prélevé aux bornes de la capacité d'accord C.

Il en résulte, finalement, que les tensions e et V_c sont pratiquement toujours en opposition.

Si l'impédance de charge apporte des rotations de phase, les tensions e et V_c se présentent comme l'indique la construction de Fresnel de la figure 120 ; le vecteur $\vec{e}$ sera en avance (3) sur sa position normale théorique (1) ou en retard (2) suivant que la charge sera capacitive ou inductive.

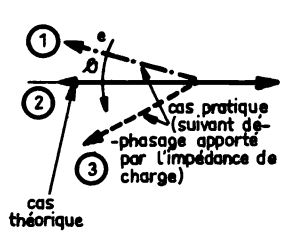


Fig. 120 - Action du déphasage apporté par une charge négative.

Il y a lieu de remarquer, enfin, à ce sujet, qu'une charge très légèrement inductive est souvent préférable, corrigeant le «cos φ» naturel au régulateur. Dans tous les cas, la charge capacitive est à proscrire.

b) En supposant que la phase est un problème réglé, il faut discuter maintenant de la grandeur relative de la tension compensatrice *e*. Considérons une réalisation ayant donné la courbe 1 figure 121, avant le système de correction. Ce dernier sera constitué par un transformateur à secondaire à prises d'ajustement de tension. Le procédé d'ajustement de la tension *e* doit nous permettre de travailler avec une grandeur supérieure, inférieure et égale à la normale. Ceci revient à considérer que le rapport de transformation varie.

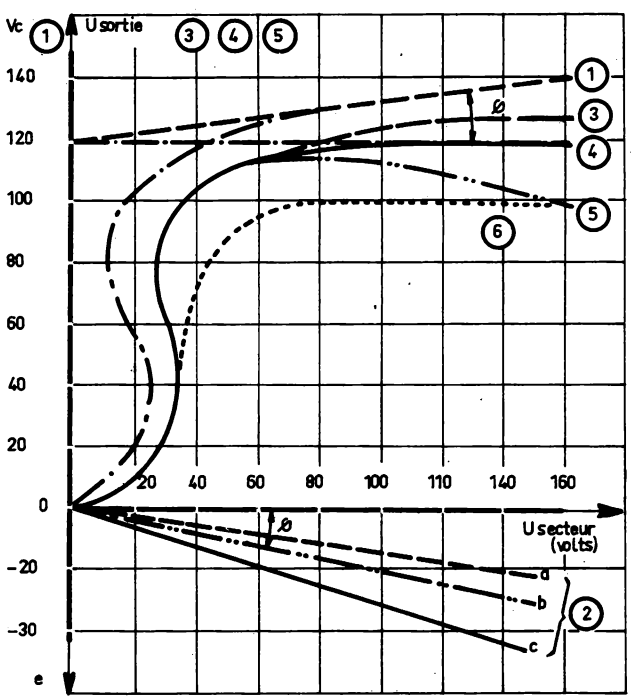


Fig. 121 - Action théorique du circuit compensateur pour diverses valeurs de rapport de transformation.

Considérons trois cas se rapportant aux trois droites de la figure 121-2. Ainsi la courbe *a*, corrigeant insuffisamment, détermine un fonctionnement sous-compensé (3); la courbe *b* dont la pente angulaire «α» est judicieusement choisie, permet un fonctionnement «critique» : la régulation est la meilleure (4). Enfin la courbe *C*, corrigeant trop, nous sommes maintenant dans le cas d'un système surcompensé (5). Ce système *SURCOMPENSE A VIDE* est conseillé pour obtenir une efficacité de régulation valable en charge ; en effet, lorsque la résistance de charge vient amortir le système, la courbe surcompensée (5) subit une translation qui a pour effet de redresser la pente et de la rapprocher du cas utilisable pseudocritique (6). Il va sans dire que ces derniers cas ne sont utilisables avec profit qu'après avoir fait de nombreuses mises au point. Ces «fignolages» ne peuvent malheureusement pas être soutenus par de savants calculs, la complexité du système étant par trop inextricable.

Par contre, comme nous le verrons plus loin on peut aboutir à des résultats intéressants en résolvant le problème vectoriellement.

c) L'observation des courbes (3), (4) et (5) de la figure 121 nous fait remarquer un point particulier assez étrange, au demeurant : la pente des courbes est en relation avec la résistance de sortie du régulateur.

En effet, une mesure précise donnerait pour le système (3) une résistance de sortie positive faible, pour le cas (4), la résistance de sortie est très faible sinon nulle : enfin, pour une certaine intensité secondaire, dans la version (5) il y a apparition d'une résistance de sortie négative. Cet effet très particulier permet certaines propriétés, quelquefois intéressantes, dans des installations travaillant anormalement (alimentation «tous courants» du type Greinacher ou Latour, doubleur de tension).

XV. 6 - ETUDE VECTORIELLE RIGOUREUSE

a) *Construction théorique*

Les études de fonctionnement par raisonnement physique conduisent parfois à des conclusions simplistes. Le processus de compensation expliqué précédemment se trouve, en effet, légèrement faussé par un phénomère annexe de rotation de phase. Ainsi, nous verrons plus loin *que pour les tensions faibles*, notamment, la d.d.p. destinée à la correction et issue du transformateur compensateur *n'est pas en opposition avec la tension* U_L *mais presqu'en phase*; ce phénomène est d'ailleurs bénéfique car il contribue à «redresser» plus tôt la courbe de régulation.

Considérons tout d'abord la construction vectorielle reliant les tensions et les courants du montage fonda-

mental de la figure 114. Nous obtenons ainsi les diagrammes de la figure 122.

La grandeur de l'inductance dite «linéaire» L peut s'assimiler grossièrement à une constante dans la zone de variation normale du secteur ; En effet, voir la figure 116 : courbe de variation d'une *inductance stabilisée par un entrefer judicieusement conditionné et montée sur un circuit magnétique à faibles pertes* . Il peut en résulter une résonance série quasiment constante dans la plage de stabilisation normale.

Si les pertes sont négligées, vectoriellement, la conclusion précédente se traduit par des vecteurs «$\overrightarrow{U_s}$» et «$\overrightarrow{U_L}$» sensiblement constants ou, tout au moins, rapprochés l'un de l'autre, en grandeurs absolues. Cette approximation conditionne donc les constructions vectorielles théoriques et c'est ce qui peut se constater sur la figure 122.

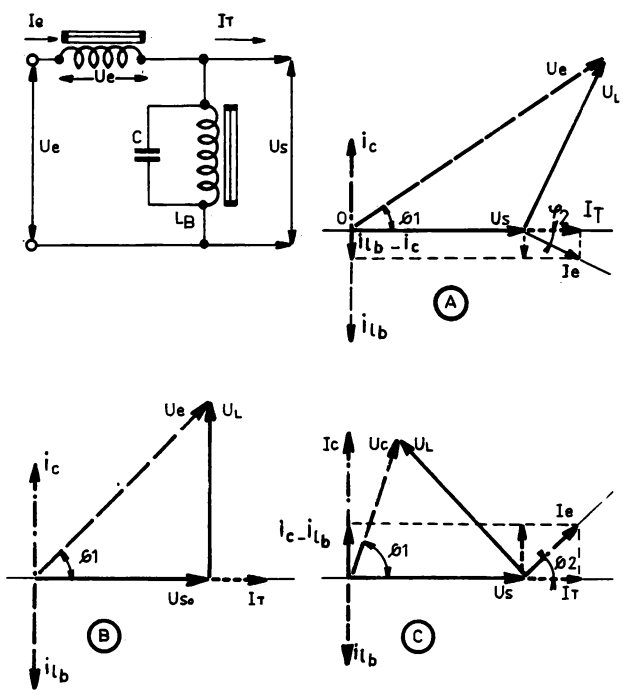


Fig. 122 - Constructions vectorielles théoriques.

En réalité, comme nous le verrons plus loin, l'approximation précédente ne reste sensiblement valable que pour des tensions faibles ; ensuite lorsque L_B devient très saturée, au voisinage de la tension normale, ce n'est plus le cas, car il faut tenir compte des pertes éventuelles.

Mais pour dégrossir le problème et analyser plus clairement l'établissement des vecteurs, admettons l'approximation précédente en première étape.

Pour débuter la construction vectorielle, il faut considérer tout d'abord les courants pris par les éléments L_B et C par rapport à la tension de sortie U_s qui sera prise comme origine des phases.

Le courant $\overrightarrow{i_c}$ dans le condensateur est en avance de 90° sur la tension à ses bornes. Il présente une amplitude de grandeur proportionnelle $|\ i_c\ |$.

Le courant $\overrightarrow{i_{LB}}$ est au contraire en retard de 90° sur $\overrightarrow{U_s}$. Son amplitude varie avec la tension appliquée puisque L_B est saturable. Ceci suppose nécessairement une variation de $\overrightarrow{U_s}$, donc de $\overrightarrow{U_L}$, et, pour satisfaire cet état de fait, une variation - cause première - de la tension d'entrée $\overrightarrow{U_e}$.

Nous voyons que tout ceci conduit à des contradictions apparentes ; mais une constance présumée de certaines grandeurs n'interdit pas de légères variations. De plus, la théorie devient cohérente lorsqu'on tient compte des pertes.

La différence entre les vecteurs $\overrightarrow{i_c}$ et $\overrightarrow{i_{LB}}$ donne une résultante en quadrature arrière (cas A), avance (cas C) ou une résultante nulle lorsqu'on est exactement à l'anti-résonance (cas B). Ce dernier cas se fera à la tension nominale U_{so}. Le courant débité par le secteur est alors égal à celui consommé par la charge : $\overrightarrow{I_e} = \overrightarrow{I_T}$. Ces vecteurs sont aussi en phase. (cas des pertes nulles).

Pour avoir le courant d'entrée I_e en dehors de l'anti-résonance, on combine vectoriellement la différence «$\overrightarrow{i_c} - \overrightarrow{i_{LB}}$» (ou «$\overrightarrow{i_{LB}} - \overrightarrow{i_c}$»). Avec le courant

$$I_T = \frac{U_s}{R_{charge}} \qquad \text{(fig. 122)} \qquad (6)$$

On en déduit évidemment le vecteur U_L *qui est obligatoirement en quadrature* «avance» *sur le courant* I_e *qui traverse l'inductance* L. Son amplitude est, selon la condition initiale, égale à celle de U_s. Rappelons que ce phénomène est lié à la résonance série *entre L et C.*

Des constructions vectorielles, il se dégage les déphasages :

φ_1 : entre la tension d'entrée «U_e» et celle de sortie «U_s».

φ_2 : entre le courant dans la charge « I_T » et celui du secteur « I_e ».

Pour avoir les dimensions exactes des vecteurs, il s'avère nécessaire de connaître soit « U_e » soit « U_s ». Il serait plus logique de calculer « U_s » en fonction de « U_e » mais l'expérience montre, qu'au contraire, il est plus commode de se donner des tensions de sortie « U_s » et de calculer la tension d'entrée « U_e » correspondante.

b) *Construction pratique*

Compte tenu des conclusions précédentes et du mode de construction conseillé, on peut réaliser des diagrammes vectoriels plus en rapport avec les données pratiques. En particulier, on peut directement considérer la compensation obtenue en prélevant une partie de la tension existant aux bornes de L.

Mais n'anticipons pas et considérons tout d'abord l'application directe de la formule (4) :

$$U_s = E \cdot \frac{L_B}{L} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + Q_B^2}}$$

Ce qui fait, si l'on se donne U_S et qu'on veuille calculer la tension E correspondante :

$$E = U_s \cdot \frac{L}{L_B} \cdot \sqrt{1 + Q_B^2} \qquad (7)$$

Les résultats trouvés sont groupés dans le tableau I

Les différentes composantes de la formule (7) se déterminent soit sur le graphique de la figure 117 pour L, L_B et R_{fe}, avec la relation suivante :

$$R_{fe} = \frac{U_s^2}{P_{fe}}$$

Soit en appliquant la relation : $Q_B = \frac{L_B\ \omega}{R}$

avec $$R = \frac{R_{fe} \cdot R_c}{R_{fe} + R_c}$$

Mais, ici, on a considéré que la charge était nulle :

TABLEAU I

U_s (V)	20	40	60	80	100	110	120	140
L_B (H)	10	10	8,75	6,25	3	1,75	1	0,4
P_{fe} (W)	0,3	0,7	1,45	2,8	5	6,2	7,35	9,6
R_{fe} (kΩ)	1,33	2,28	2,48	2,3	2	1,95	1,96	2,04
Q_B	2,36	1,38	1,1	0,85	0,5	0,282	0,16	0,06
$\sqrt{1+Q_B^2}$	2,56	1,7	1,5	1,32	1,12	1,04	1,015	1
L/L_B	0,1	0,1	0,114	0,16	0,33	0,57	1	2,5
U_e	5,1	6,8	10,2	17	37	64	122	350
arc tg Q_B	67°	54°	48°	40°	30°	26°	30	14°	9°	3°

(La carcasse magnétique de l'inductance « L » a été estimée avec un poids de 1 kg)

$$R_c = \infty$$

soit $$R = R_{fe}$$

et $$Q_B = \frac{L_B\ \omega}{R_{fe}} = 100\ \pi \frac{L_B}{R_{fe}}$$

(secteur standard 50 Hz)

Pour le déphasage, il est obtenu en appliquant la relation classique :

$$arc\ tg\ \varphi = \frac{P.I.}{P.R.} = Q_B$$

Le déphasage sépare les vecteurs « U_e » et « U_s ».

Les caractéristiques de l'inductance de compensation « L » sont telles que dans la plage de variation de tension on l'admettra constante (à ± 10 % près). La capacité C se calcule comme suit :

$$C = \frac{1}{L\ \omega^2} = \frac{1}{10^5\ L} \qquad \text{avec } f = 50 \text{ Hz}$$

$$C = 10\ \mu F \quad si \quad L \simeq 1 \text{ H}$$

La figure 117 montre, de son côté, que l'inductance saturable passe de 10 H à 1 H lorsque la tension U_s passe de 40 à 120 V.

Il en résulte que pour la tension nominale de 120 V. sur la charge, l'inductance saturable s'accorde sur la capacité et il devrait normalement se produire en même temps une résonance avec L et C et une anti-résonance avec L_B et ce même C. En réalité il ne se produit ni l'un ni l'autre car les deux phénomènes réagissent mutuellement l'un sur l'autre.

En pratiquant des essais on pourrait voir notamment qu'il se produirait *une résonance unique mais à une fréquence différente*. Cela s'explique assez bien car L_B se trouve en parallèle sur L dans une représentation équivalente de Thévenin (voir fig. 123) et *la fréquence de résonance réelle est plus élevée* (environ 100 Hz lorsque U_s = 120 V).

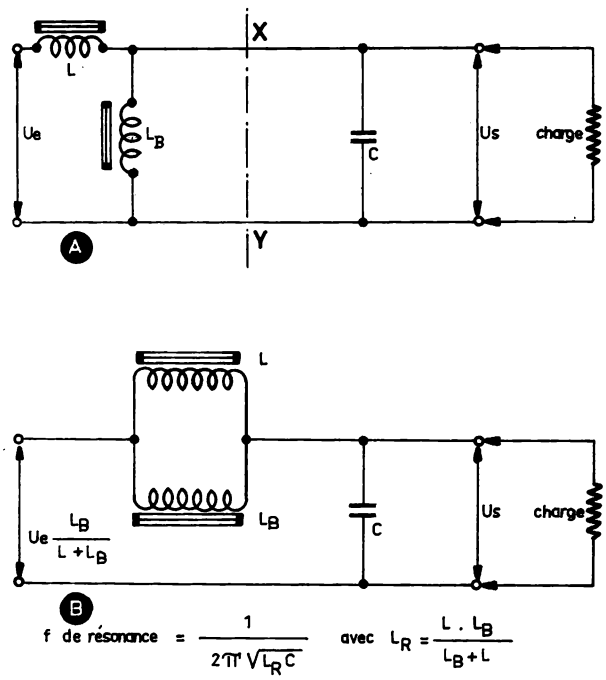


Fig. 123 - Equivalence du système à double résonance.

Physiquement les conséquences ne peuvent être que bénéfiques ; en effet, on est en présence d'un circuit résonnant série dont *la surtension décroît à mesure que la tension d'attaque augmente* puisque le désaccord croît lorsque L_B diminue. On voit, sans effort, apparaître un phénomène de compensation .

Avec le tableau I on peut construire deux courbes caractéristiques : celle de la figure 124 qui résume les

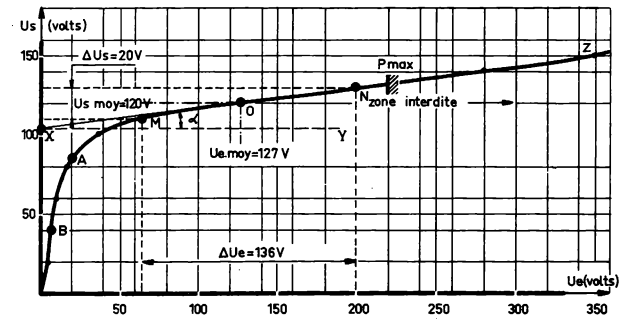


Fig- 124 - Régulation du système à ferro-résonance double (construction théorique).

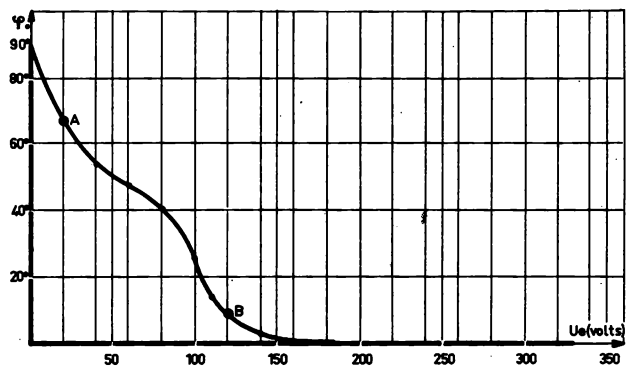


Fig. 125 - Courbe du déphasage de la tension d'entrée U_e vis à vis de la tension de sortie U_s pris comme origine des phases.

variations d'amplitude de la tension de sortie, et celle de la figure 125 qui retrace les péripéties du déphasage existant entre U_e et U_s prise comme origine des phases.

REMARQUES :

Dans ces courbes on peut tirer plusieurs conclusions :

1) Tout d'abord entre les limites *M* et *N* l'efficacité de régulation s'élève à :

$$Eff = \frac{136}{127} \cdot \frac{120}{20} \# 6{,}5$$

ce qui est somme toute, un résultat assez médiocre.

2) Par ailleurs, le déphasage au voisinage d'une tension nominale (120 Veff. par exemple) est assez faible

$$\varphi < 10^{\circ}$$

3) Au voisinage du point *M* figure 124 la tension de sortie «U_s» est supérieure à celle du secteur «U_e» ; ceci est dû à un phénomène de surtension.

4) Etant donné la condition initiale d'admettre comme constante la grandeur L, il faut s'assurer que la tension à ses bornes ne tombe pas en dessous de 20 volts.

Or, pour les tensions « U_e » inférieures à 20V, sur les figures 124 et 125, les courbes risquent d'être de forme différente car il se pourrait de prime abord que la tension U_L soit plus faible.

5) En réalité, il n'en est rien car c'est à ce niveau que la surtension est la plus grande (L_R grande devant L) et la tension U_L est bien plus élevée que 20 V ; ou bien, sauf au voisinage immédiat de 0 V, vers 5 à 8 V, par exemple.

6) Au contraire, lorsqu'on approche de l'anti-résonance, la tension décroît dans des proportions dangereuses, mais nous verrons par une application qu'elle ne tombe pas en dessous des 20 volts requis.

c) *analyse de la compensation*

Après avoir calculé les divers paramètres reliant l'entrée et la sortie du montage, il est maintenant possible de construire des diagrammes vectoriels permettant de calculer par résultante graphique la tension U_L et d'analyser la compensation par transformateur linéaire.

Les constructions géométriques devront se faire sur du papier millimétré suivant une échelle rigoureusement bien établie et toujours respectée.

Considérons les constructions de Fresnel de la figure 126.

1) Avec une échelle de 1 centimètre pour 5 V, on trace le vecteur U_s = 40 V pris pour origine des phases. Ensuite, avec le déphasage de 54° correspondant, sur une direction OA, on dispose un vecteur égal à U_e = 6,8 V, tension obtenue dans le tableau I.

Le triangle OAB présente comme troisième côté le vecteur $\overrightarrow{U_L}$ que l'on mesure avec un double-décimètre et que l'on transcrit en tension avec l'aide de l'étalonnage choisi. On obtient ainsi $|U_L|$ = 36 V et nous pouvons remarquer que cette grandeur est bien supérieure à celle limitée par la figure 116 même pour une tension bien faible : U_e = 6,8 V.

Nous avons vu précédemment qu'une compensation peut être obtenue en couplant avec l'inductance «L» un secondaire branché de telle façon que la tension fournie

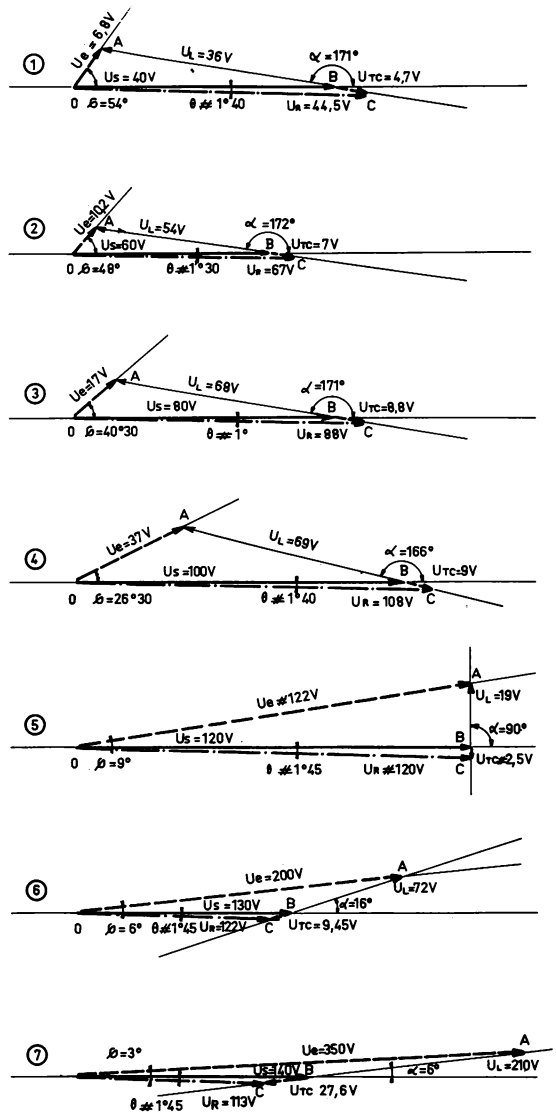


Fig. 126 - Fonctionnement vectoriel rigoureux du montage régulateur compensé à double résonance.

soit en opposition de phase avec celle apparaissant aux bornes de L (fig. 119). Ainsi, le vecteur de la tension compensatrice sera dans le prolongement du vecteur « $\overrightarrow{U_L}$ ». Sa grandeur se calcule arbitrairement selon une méthode déjà exposée dans les chapitres précédents. En se reportant à la figure 124 on trace une tangente à la courbe au point 0 choisi et l'on repère sa pente qui, par définition, caractérise le rapport de transformation du transformateur compensateur.

$$m = \frac{U_{TC}}{U_L} = tg\ \alpha$$

$$m \neq 0,13$$

Ainsi le vecteur $\overrightarrow{U_{Tc}}$ présente une amplitude de 4,7 V formant le vecteur $\overrightarrow{BC}$.

La résultante finale s'obtient en combinant les vecteurs $\overrightarrow{U_s}$ et $\overrightarrow{U_{Tc}}$ qui dans cette zone *se trouvent presqu'en phase* contrairement avec ce qu'une étude approchée peut conclure.

La tension disponible se trouve donc augmentée :

$$U_R = 44{,}5 \text{ V}$$

... ce qui a bien pour effet de «redresser» plus tôt la courbe de régulation en tension.

2) Pour une tension de sortie de 60 V, les tensions qui nous intéressent ont les valeurs suivantes :

$$U_L = 54 \text{ V}$$
$$U_{Tc} = 7 \text{ V}$$
$$U_R = 67 \text{ V}$$

3) Le troisième diagramme vectoriel de la figure 126 donne par un processus de calcul identique :

$$U_L = 68 \text{ V}$$
$$U_{Tc} = 8{,}8 \text{ V}$$
$$U_R = 88 \text{ V}$$

4) On obtient encore ici :

$$U_L = 69 \text{ V}$$
$$U_{Tc} = 9 \text{ V}$$
$$U_R = 108 \text{ V}$$

5) Pour la tension normalisée de 120 V environ à l'entrée et à la sortie du régulateur on obtient :

$$U_L = 19 \text{ V}$$
$$U_{Tc} \# 2{,}5 \text{ V}$$
$$U_R \# 120 \text{ V}$$

Le vecteur $\overrightarrow{U_{Tc}}$ est rigoureusement en quadrature avec la tension $\overrightarrow{U_s}$, il est minimum dans ces conditions et dépasse tout juste la limite inférieure de « *L* », sans pour cela fausser complètement la théorie

6) Le vecteur $\overrightarrow{U_L}$ se présente maintenant de telle façon que la tension compensatrice $\overrightarrow{U_{Tc}}$ s'oppose maintenant au vecteur $\overrightarrow{U_s}$

$$U_L = 72 \text{ V}$$
$$U_{Tc} = 9{,}45 \text{ V}$$
$$U_R = 122 \text{ V}$$

7) Dans cette dernière construction $\overrightarrow{U_L}$ dépasse la limite supérieure. En réalité, la tension sera plus faible en valeur absolue car *L* diminue dans des proportions importantes.

La tension $U_R = 113$ V est alors, sans doute, une valeur trop faible.

L'ensemble des résultats obtenus peut se présenter sous la forme de la figure 127, laquelle courbe présente une efficacité de régulation de :

$$Eff = \frac{60}{110} \cdot \frac{120}{3} \# 22$$

... autour de la tension d'entrée normalisée de 110 Veff.

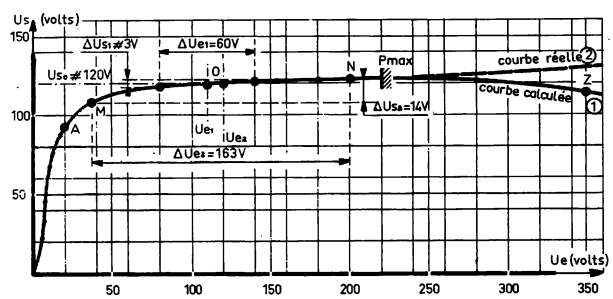


Fig. 127 - Courbe théorique du système compensé.

Cette efficacité peut être jugée comme excellente mais il faut évidemment souligner que la variation de tension d'entrée reste assez faible : 80 à 140 Veff.

Si l'on explore toute l'étendue du palier (de *M* à *N*). on aurait :

$$Eff = \frac{163}{120} \cdot \frac{120}{14} \# 11{,}65$$

Ce chiffre est évidemment plus faible mais il faut remarquer que les tensions externes sont 37 Veff et 200 Veff.

Nota :

1) La courbe est assez horizontale mais il faut rappeler que la charge est absente.

2) Avec une charge déterminée il est conseillé d'ajuster le rapport de transformation du transformateur

compensateur (fig. 121). L'ajustement reste, ici, empirique.

3) Nos essais ont été effectués sur des échantillons de tôle à grandes pertes. Ceci explique la forme toujours croissante de la courbe des figures 124 et 127. Avec des pertes plus faibles et une charge modérée, la forme du début de la courbe peut présenter une allure en «S», caractéristique du phénomène de ferrorésonance (fig. 118)

4) La construction graphique 7 de la figure 126 donnant une valeur "U_L" obligatoirement fausse, le point "Z" de la courbe 1 de la figure 127 est lui-même faux. En réalité, en pratique on relève la courbe 2, laquelle monte sans cesse.

XV. 7 - NOMOGRAPHIE

Le calcul précédent étant long, nous conseillons l'emploi de l'abaque de la figure 128 qui malgré sa complexité apparente caractérise rapidement tous les paramètres essentiels du régulateur. Dans cet abaque à points alignés, on ne figure pas la grandeur de l'inductance «L» qui est liée directement à la valeur de la capacité «C»

$$\left.\begin{array}{l} \text{«}C\text{»} = \dfrac{1}{L\,\omega^2} \\ \text{ou} \\ \text{«}L\text{»} = \dfrac{1}{C\,\omega^2} \end{array}\right\} \quad \text{avec } \omega^2 = 10^5 \ Rd/s \text{ si } f = 50 \text{ Hz}$$

L'axe gradué portant «C» est repéré de plus par différentes valeurs standardisées de 0,5 à 32 μF. C'est parmi ces valeurs qu'on choisira celle de l'application qu'on se propose de réaliser (axe 1).

L'échelle de R_e correspond à la résistance équivalente globale à la charge et aux pertes totales :

$$R_c = \frac{R_{fe} \cdot R_{charge}}{R_{fe} + R_{charge}} \qquad \text{(axe 2)}$$

On calculera R_{fe} d'après la courbe des pertes dans le fer (fig. 117).

Ayant «R_c» et «C», reliant ces deux points par une droite, cette dernière, prolongée, rencontre l'axe donnant le facteur de qualité $Q_c = R_c\,C\,\omega$ (axe 3).

En se donnant la tension de sortie imposée par le fonctionnement normal de l'installation, on peut calculer le rapport U_e/U_s que supporte l'axe 4.

En reliant les points caractérisant le rapport «U_e/U_s» et le facteur de qualité «Q_c» on peut obtenir sur l'axe 5 le facteur de qualité Q_L inversé :

$$Q_L = \frac{L_B\,\omega}{R_c}$$

On reporte la valeur trouvée sur l'axe dilaté 6 identique à l'axe 5 mais avec une progression différente.

En joignant le point précédent avec la même valeur de R_c sur l'axe 7, on obtient, en prolongeant la droite ainsi obtenue, la valeur de l'inductance L_B, dans les conditions de travail précédemment fixées.

En répétant la même opération pour différentes valeurs du rapport U_e/U_s et de R_c (Pertes variables et charge fixe) on peut obtenir les diverses grandeurs que doit présenter L_B si l'on veut que la régulation se fasse.

Ensuite ce n'est qu'une question de technologie : en réglant le nombre de spires, en choisissant une qualité de tôle convenable, en pratiquant, au besoin, un entrefer contrôlé, on peut aboutir à la variation de L_B souhaitée.

Pour aboutir aux résultats pratiques désirés, il paraît plus simple de pratiquer des mesures sur des échantillons et de déterminer l'élément par proportionnalité. (chapitres suivants)

XV. 8 - APPLICATIONS PRATIQUES

a) Les figures 116 et 117 restent les éléments de base de calcul. On aura par conséquent :

$$\left.\begin{array}{l} L = 1 \text{ H} \\ C = 10\ \mu F \end{array}\right\} \quad \omega^2 = \frac{1}{LC} = 10^5$$

($f = 50$ Hz)

Sur l'échelle 1, on pointe la valeur $C = 10\ \mu F$

Admettons, par ailleurs, ceci afin d'établir des comparaisons avec les déterminations des paragraphes précédents, que la charge est telle qu'on puisse la négliger devant les pertes dans le fer (cas du système «*à vide*»)

Supposons enfin, que la tension de sortie soit fixée à 120 V lorsque celle d'entrée s'élève aussi à 120 V.

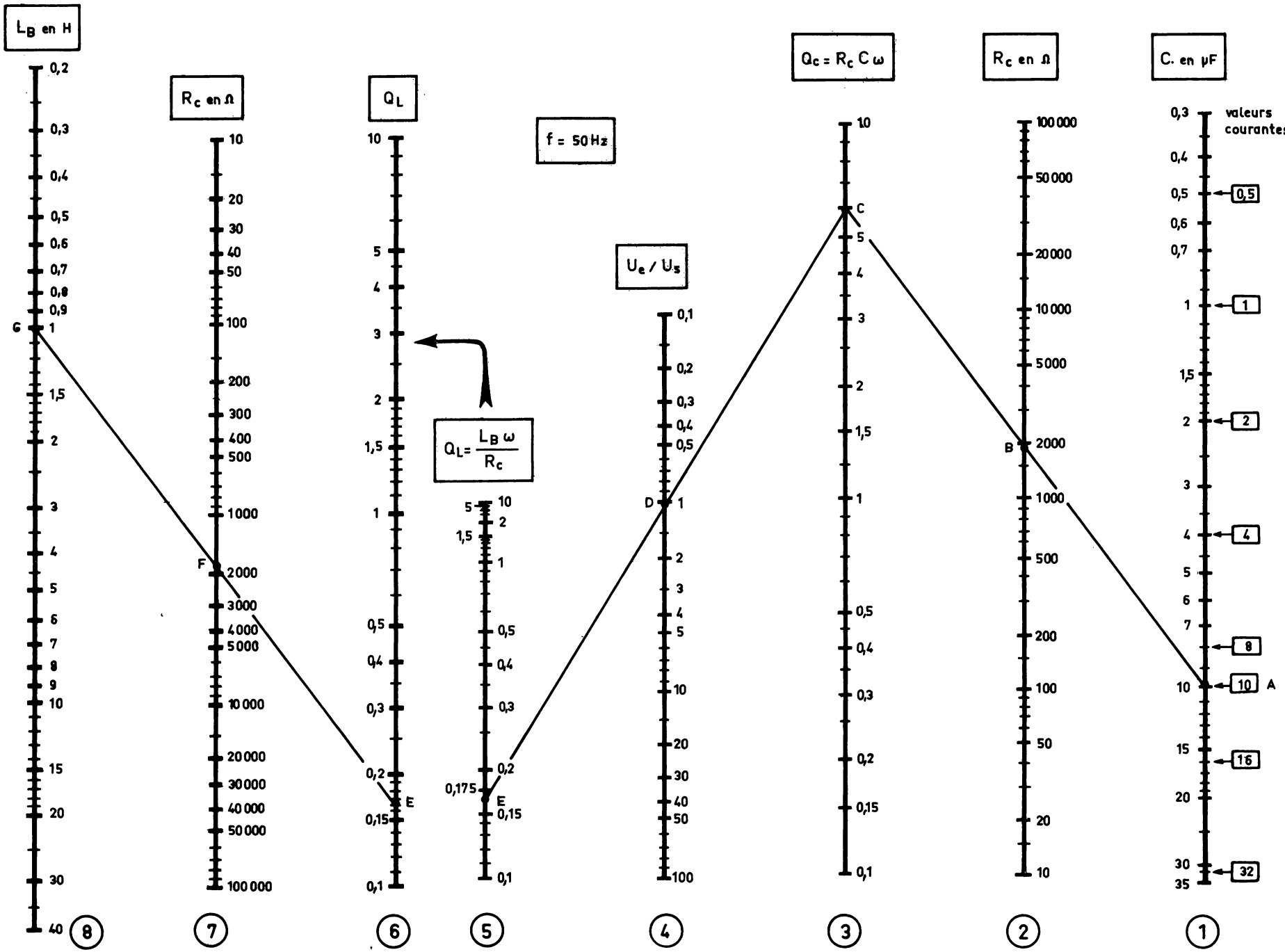

L_B en H
R_c en Ω
Q_L
f = 50 Hz
$Q_L = \frac{L_B \omega}{R_c}$
U_e / U_s
$Q_c = R_c C \omega$
R_c en Ω
C. en μF
valeurs courantes
0,5
1
2
4
8
10
16
32
A
B
C
D
E
F
G
8
7
6
5
4
3
2
1

Fig. 128 -

Pour cette tension aux bornes de l'inductance saturée, la puissance perdue dans les tôles s'élève à 7,35 W/kg (fig. 117).

En admettant que la carcasse fasse 1 kg, les pertes seront représentées par une résistance de :

$$R_{fe} = \frac{U_s^2}{P_{fe}} = R_c$$

Soit: $R_c = \frac{14\,400}{7{,}35} = 1960\ \Omega$

Il est bien entendu que le calcul qui va suivre reste valable si les pertes sont différentes et si la présence d'une résistance de charge concourt au résultat final de R_c donné plus haut. On aurait pu en effet, se donner arbitrairement pour R_c la valeur assez voisine de 2000 Ω sans faire le détail de ses composants. Nous pouvons faire des raisonnements identiques à ceux des paragraphes XIII. 6, 7 et 8, les conclusions étant tout à fait similaires.

En revenant à l'abaque 128, à partir des valeurs C = 10 μF (axe 1) et R_c = 1960 Ω (axe 2), on obtient le facteur de qualité :

$$Q_c \neq 6 \quad \text{(axe 3)}$$

Puisqu'on a :

$$\frac{U_e}{U_s} \doteq 1 \quad \text{(axe 4)},$$

on obtient par suite l'autre coefficient de qualité :

$$Q_L \neq 0{,}167 \quad \text{(axe 5)}$$

Si l'on prenait l'inverse pour obtenir le facteur de qualité réel on obtiendrait :

$$\frac{R_c}{L_B\,\omega} = Qualité = \frac{1}{Q_L} \neq 6$$

Or ce chiffre est identique au facteur de qualité vu du condensateur :

$$Q_c = \frac{1}{Q_L} = 6$$

Nous pouvons dire d'ores et déjà que les réactances capacitives et inductives sont identiques :

$$\frac{1}{C\,\omega} = L_B\,\omega$$

Et que, par suite $L_B = L = 1$ H

Nous sommes à l'anti-résonance.

En effet, reportons la valeur de Q_L dans l'échelle 6. En pointant la valeur qu'on s'est fixée pour R_c (point F axe 7), il découle bien de l'axe 8 la valeur L_B = 1 H.

Si l'on considère la courbe de L_B de la figure 117, nous retrouvons encore 1 H pour L_B.

b) L'abaque de la figure 117 nous permet également de faire des opérations inverses. Considérons encore la figure 117 et calculons quelle est la tension d'entrée correspondant au cas où L_B = 10 H et U_s = 40 V

En partant aussi de la même figure, les pertes dans le fer nous renseignent sur la grandeur de R_c :

$$R'_{fe} = \frac{U_s^2}{P'_{fe}} = R'_c$$

soit : $R'_c = \frac{1600}{0{,}7} = 2280\ \Omega$

Nous pouvons remarquer en passant que malgré la valeur limite de U_s, la résistance R'_c n'a guère varié ; en conséquence, on pourra fréquemment admettre la constance approximative de la résistance équivalente aux pertes dans le fer (erreur ± 10 % maximum dans la majorité des cas).

Avec L_B = 10 H (axe 8)

et R'_c = 2,28 k Ω (axe 7)

on peut obtenir : $Q_L \neq 1{,}5$ (axe 6)

Par ailleurs avec C = 10 μF (axe 1)

et R'_c = 2,28 k Ω (axe 2)

il vient : $Q_c \neq 7$ (axe 3)

En joignant les ordonnées correspondant à Q_L (axe 5) et à Q_c (axe 3), il résulte finalement :

$$\frac{U_e}{U_s} \neq 0{,}18$$

Soit, avec $U_s = 40$ V : $U_e = 6{,}8$ V

Or si l'on se reporte au graphique de la figure 124, on peut remarquer, au point B, que l'abcisse de la courbe est bien de 6,8 V. Ce point correspond par ailleurs, à une inversion de pente de la courbe; en ce lieu est estimé se situer une résonance série intéressante.

En conclusion, par les deux exemples, nous pouvons avec l'aide de l'abaque de la figure 128, tracer une courbe de régulation en tension comme celle de la figure 124, et ceci, pour toutes les possibilités de transformation (abaissement ou élévation de la tension du secteur). On pourra également, par ailleurs, après avoir calculé la résistance équivalente aux pertes dans le fer à la valeur dé U_s en fonctionnement normal, l'admettre sensiblement constante dans le palier de régulation. Ainsi, les calculs s'en trouveront simplifiés. Toutefois, nous conseillons de se donner toujours au départ de chaque application sur l'abaque, non pas la valeur de la tension d'entrée mais celle de sortie, car, alors, L_B et P_{fe} peuvent être définis.

XV. 9 REALISATIONS INDUSTRIELLES

Enfin, il reste le problème de la pluralité des secteurs alternatifs courants. Les standards actuels sont assez variés : 110 V, 125 V, 145 V, 220 V, 245 V, etc ... ou des valeurs très voisines.

Cela impose des nombres de spires différents pour chaque standard.

Actuellement, il existe un certain nombre de versions découlant du système de base précédemment étudié. Ces types d'appareils sont brevetés par différents organismes et sont réalisés dans différents pays.

On distingue ainsi les systèmes américains 1 et 2 (fig. 129) respectivement réalisés par les firmes «Général Electric» et «Raythéon».

En France plusieurs versions dérivent de ces modèles types. Leur texture est un peu différente pour des questions de brevet ; ainsi, la Société Stabilovolt construit un appareil de forme très voisine du système «Général Electric». De même, dérivant à peu près du système «Raythéon», il faut noter la version 3 de la Société Dynatra (fig. 129)

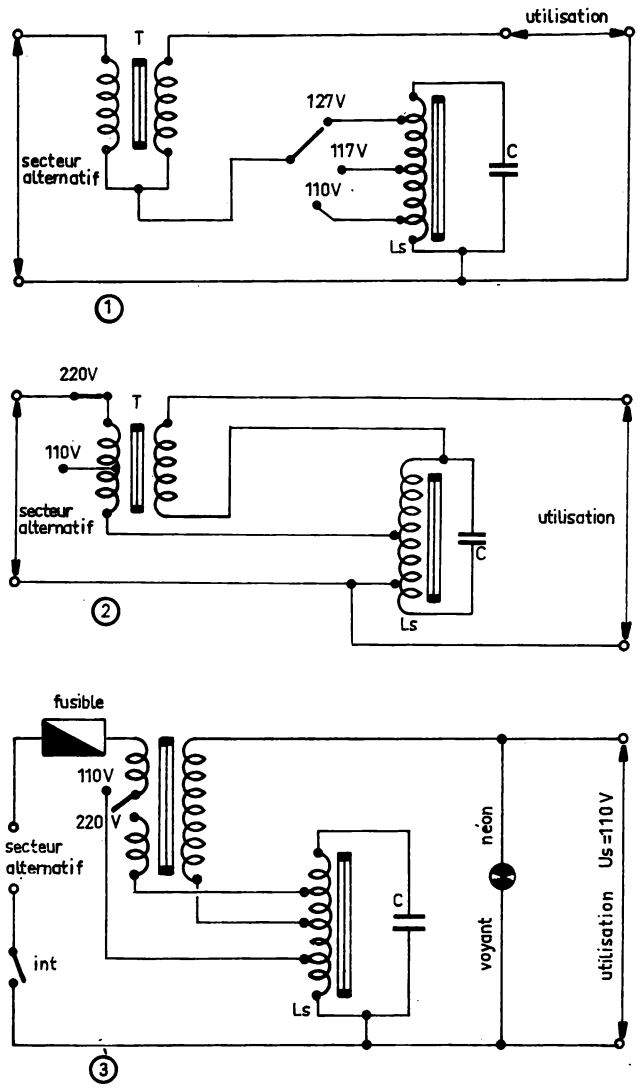


Fig. 129 - Dispositifs de régulateurs brevetés :
1) Général Electric (USA) et Stabivolt (France).
2) Raythéon (USA).
3) Dynatra (France).

CHAPITRE XVI

Système régulateur ferro-résonnant à shunt magnétique

(système SOLA*)

XVI. 1 - FONCTIONNEMENT PHYSIQUE APPROCHE

Le fonctionnement du régulateur SOLA* fait appel aux propriétés particulières d'un circuit magnétique à grande réactance de fuite.

Il fait intervenir les caractéristiques remarquables d'un circuit électrique ferro-résonnant et d'un circuit magnétique à «shunts».

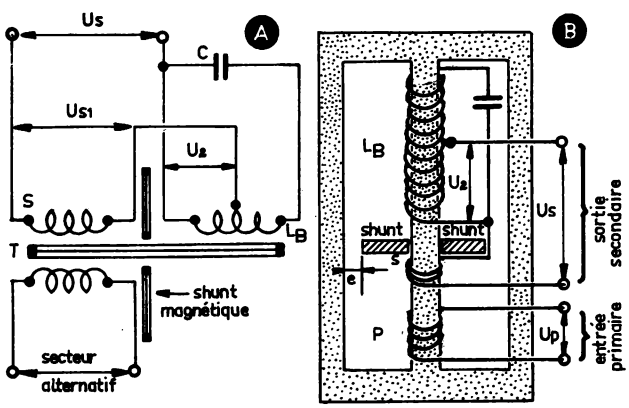


Fig. 130 - Représentations théoriques du système à shunt magnétique «SOLA».

Apparemment, ce dispositif comporte un circuit électrique analogue à celui des montages précédents ; toutefois, tous les éléments inductifs sont disposés sur le même noyau magnétique (fig. 130).

Le transformateur T compensateur devant malgré tout travailler linéairement, alors que l'inductance L_s doit être saturée, un shunt magnétique dérive le flux secondaire et empêche la partie «primaire» des tôles de subir une induction trop grande. Moyennant cette précaution, le montage fonctionne d'une manière tout à fait identique à celle des systèmes courants. Toutefois, certains aspects du fonctionnement sont assez caractéristiques ; en particulier, il faut signaler l'excellent comportement du système devant les variations de tension primaire.

Le shunt magnétique peut se comporter à peu près comme une «résistance en parallèle» dans le circuit magnétique et l'entrefer se traduit comme une résistance

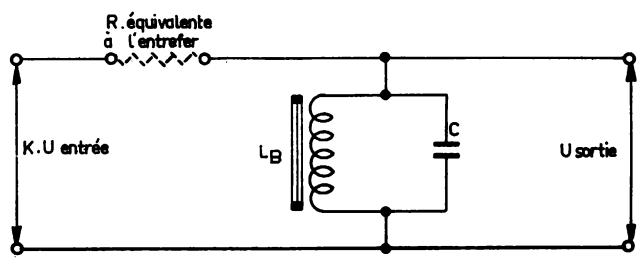


Fig. 131 - Schéma équivalent simplifié du régulateur SOLA (l'enroulement de compensation «S» n'est pas représenté).

«série». De ce fait, on peut établir une équivalence à peu près cohérente entre l'alimentation en flux magnétique du circuit secondaire L_s - C et la représentation électrique de la figure 131 : en effet, un entrefer consomme une force magnéto-motrice importante et la relation d'HOPKINSON :

$$F = R \cdot \phi . \qquad (1)$$

*Du nom de sa licence américaine.

est l'analogue, en magnétisme, de la loi d'ohm :

$$E = R \cdot I.$$

Dans ces conditions, le montage, au point de vue ferro-résonance, ***se comporte de la même façon que le système à ferro-résonance parallèle.*** En conséquence, on pourrait se reporter au chapitre XIII pour comprendre et analyser le fonctionnement du système.

Le gros problème consiste à donner une dimension logique à la résistance équivalente . Il s'agit en effet, d'une résistance dynamique car la tension aux bornes du circuit accordé n'est pas forcément plus faible que celle apparaissant à l'entrée (d'où l'introduction du facteur K) .

La représentation physique doit faire en réalité intervenir un transformateur adaptateur de tension, lequel transformateur linéaire supporte également l'enroulement compensateur S. On aboutit ainsi à la représentation

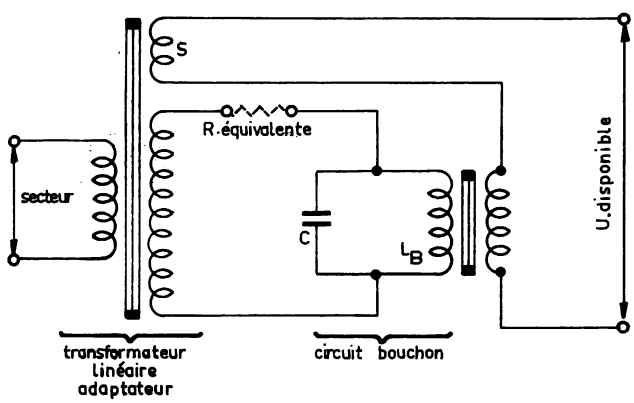


Fig. 132 - Schéma équivalent complet du régulateur SOLA.

plus complète de la figure132 . On peut remarquer que ce système est analogue à celui évoqué dans le chapitre XIV, figure 106 .

L'explication physique ne satisfait pas la nécessité de donner une valeur à la résistance équivalente, ou tout au moins, pas d'une façon simple . Aussi, on a recours à d'autres considérations physiques, notamment en ce qui concerne le comportement du système devant les variations de tension primaire.

Reconsidérons la figure 130 ; lorsque l'inductance L_s entre en résonance avec la capacité C, il se produit une surintensité dans la bobine. De ce fait, le flux est très important dans la jambe de la carcasse magnétique qui supporte l'enroulement de L_B .

Il s'ensuit une force magnéto-motrice importante dans le circuit magnétique ; et, selon la loi d'Hopkinson, elle se localise surtout dans l'entrefer « *e* » (fig. 130 B).

Lorsque le circuit L_s C est en résonance, la tension à ses bornes est relativement stable : ainsi, la tension du primaire intéresse peu l'échange d'énergie entre L_s et C ; ce primaire n'a, dans ce cas, qu'un but compensateur des pertes du circuit oscillant.

Si la tension primaire vient à varier, elle provoque une perturbation de la force magnéto-motrice ; toutefois cette perturbation reste négligeable devant la grandeur de cette force magnéto-motrice : Au niveau de l'entrefer, on peut dire que la variation résultante s'exprime par l'expression relative approximative suivante :

$$\frac{\Delta F}{F_p + F_s} \qquad (2)$$

Ici on néglige l'influence de l'enroulement compensateur « *S* » et les F.M.M. sont égales à :

$$(3) \begin{cases} F_p = N_p \cdot I_p & \text{(A.t.)} \\ F_s = N_{LB}\, I_s & \text{(fig. 133)} \end{cases}$$

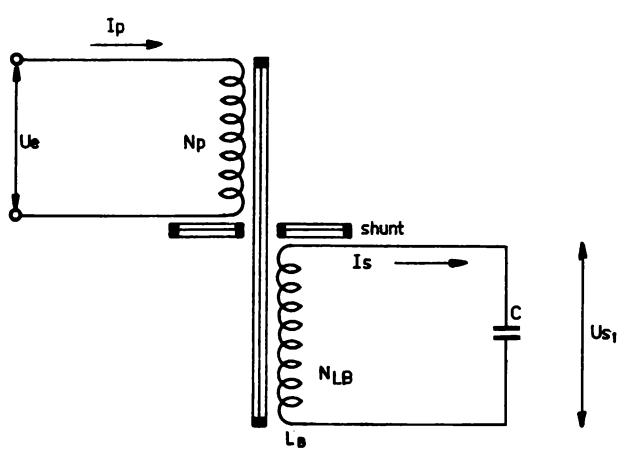


Fig. 133 - Enroulements créant les forces magnéto-motrices au niveau de l'entrefer.

Or, de part et d'autre de l'anti-résonance, le courant de surintensité « I_s » varie peu (fig. 134); car, en fonction de la tension apparaissant aux bornes de l'inductance L_B, la variable, cette dernière inductance n'entraîne qu'une variation au sommet très aplati.

En somme, si $U_{entrée}$ varie, I_p variera aussi dans les mêmes proportions et par suite F_p. Par contre, si cette même tension bouge, au secondaire, si l'on est au voisinage de la résonance, I_s ne variera pas beaucoup et de même pour F_s.

Alors que le rapport $\Delta F / F_p$ n'est pas négligeable pour le primaire, le secondaire voit en réalité une force magnéto-motrice primaire F_p augmentée d'une autre force magnéto-motrice constante F_s issue du secondaire en résonance et de *valeur beaucoup plus grande*. Il en résulte finalement que les rapports :

$$\frac{\Delta F}{F_p} \ll \frac{\Delta F}{F_p + F_s} \qquad (4)$$

et que la tension secondaire U_2 varie peu.

Du côté secondaire, le système bénéficie également de l'effet « tampon » du shunt magnétique.

Ainsi une variation de charge n'entraîne pas de perturbation grave dans le système, le primaire compensant exactement l'excès de charge sans pour cela déranger beaucoup l'échange d'énergie entre L_s et C. Seul un effet d'amortissement apparaît pour des débits secondaires importants diminuant la sélectivité de l'anti-résonance du circuit bouchon et par suite une diminution de l'efficacité de régulation. Une compensation judicieusement choisie permet d'obtenir une bonne régulation même dans le cas d'une charge importante.

La limitation en puissance sera évidemment liée à la température de travail des tôles.

XVI. 2 - BASE DES CALCULS

L'explication physique du paragraphe précédent n'explique qu'un aspect du phénomène. Cette vulgarisation ne peut en aucun cas fournir un fondement de calcul cohérent. Il paraît donc judicieux de passer en revue les diverses lois physiques susceptibles d'établir un édifice mathématique logique. Pour les mêmes raisons, nous considérerons l'aspect technologique en éliminant tacitement les solutions irréalisables en pratique.

Le type de régulateur SOLA possède, en dehors de son enroulement compensateur, deux parties essentiellement distinctes : un enroulement non-saturé, le primaire, et un enroulement saturé, le secondaire. Les deux inductances qui en résultent sont disposées sur la même carcasse magnétique, mais alors que la première voit sa valeur absolue rester constante, la seconde diminue très rapidement à mesure que la tension secondaire augmente (fig. 135).

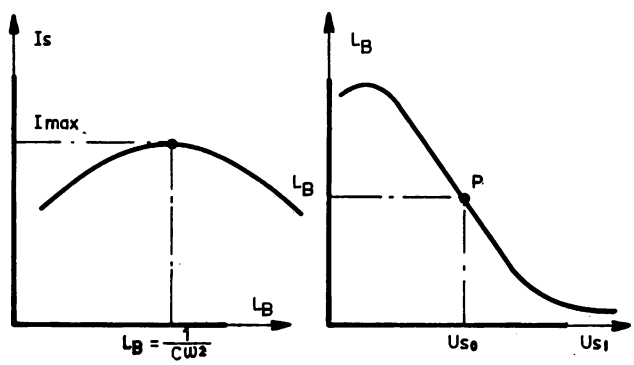


Fig. 134 - Variation de la surintensité dans l'inductance saturable L_B au voisinage de l'intirésonance.

Fig. 135 - Choix de l'inductance L_B au point de fonctionnement normal.

Malgré la communauté matérielle des deux inductances ce comportement très différent est obtenu par une séparation physique dans un plan magnétique : *c'est le but du shunt magnétique* (fig. 136).

Pour éviter un court-circuit magnétique de la partie secondaire de la carcasse on pratique un entrefer « e ». La section de l'entrefer s'exprime par la relation :

$$S_e = a \cdot h \qquad (5)$$

« a » étant la largeur du shunt et « h » la hauteur d'empilement des tôles.

Le flux « ϕ_p » créé par le primaire s'écoule ainsi dans la partie principale du circuit magnétique et dans la dérivation constituée par le shunt.

Le flux « ϕ_s » apparaissant au centre de la bobine secondaire « L_B » est alors différent, en grandeur, du flux primaire « ϕ_p »

Il correspond à ces flux des forces magnéto-motrices qui obéissent à la relation fondamentale d'Hopkinson.

$$F = \mathcal{R} \cdot \phi \qquad (6)$$

avec R = réluctance des tôles au lieu considéré.

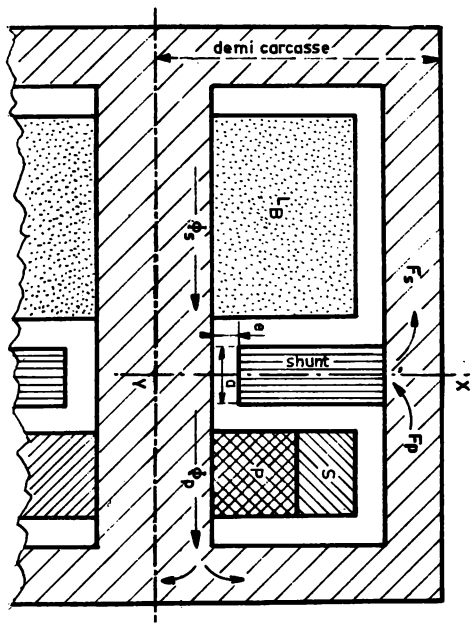


Fig. 136 - Détail de l'entrefer (demi-carcasse).

Vis à vis des grandeurs électriques, les équivalences sont les suivantes :

$$F = N \cdot I. \qquad \text{(A.t.)} \qquad (7)$$

$$R = \frac{l}{\mu S} \qquad \text{(A/W}_b\text{)} \qquad (8)$$

$$\phi = B. S. \qquad \text{(W}_b\text{)} \qquad (9)$$

Dans ces expressions « l » représente la longueur moyenne de la ligne magnétique du flux ϕ.

Les autres grandeurs caractérisent l'enroulement ou le milieu magnétique de la partie étudiée (primaire ou secondaire).

La réluctance du shunt se localise surtout au niveau de l'entrefer. C'est celle de la lame d'air comprise entre la jambe centrale et le shunt proprement dit :

$$R_e = \frac{e}{\mu_{air} \cdot s_e} \qquad (10)$$

D'après les relations (7), (8) et (9), on peut dimensionner aisément l'épaisseur de la lame d'air :

$$e = \mu_{air} \frac{F_e}{B_e} \qquad (11)$$

avec $\mu_{air} \# 1{,}3\ \mu H/m$

F_e = force magnéto-motrice (A. t.) située aux bornes de l'entrefer

$B_e \#$ induction dans l'entrefer (Tesla)

Le calcul de cette force magnéto-motrice s'avère assez complique , nous le verrons plus loin, mais d'ores et déjà, nous pouvons prévoir qu'elle résulte de la combinaison des forces magnéto-motrices du primaire et du secondaire au niveau du shunt.

Il en va de même pour la détermination de l'induction dans l'entrefer .

XVI. 3 - DETERMINATION DES FORCES MAGNETO-MOTRICES

Les caractéristiques de l'entrefer ne peuvent être déterminées que si les forces magnéto-motrices en présence dans le circuit magnétique sont elles-mêmes connues. Du premier paragraphe, il ressort que la force magnéto-motrice du secondaire doit normalement être plus élevée que celle du primaire. Il paraît donc logique d'étudier le rapport des forces magnéto-motrices relatives au primaire et au secondaire. Pour aboutir à ce rapport nous pouvons emprunter un chemin détourné : considérons, en effet, la relation classique des puissances :

$$P_s = \eta \cdot P_p \qquad (12)$$

Le rendement η est celui de l'installation complète ; il doit atteindre 70 à 90 % si l'on veut bénéficier d'un régulateur intéressant.

En se reportant à la figure 137, nous pouvons établir les équivalences suivantes :

$$P_s = U_s \cdot I_c$$

$$P_p = U_p \cdot I_p$$

Le courant I_c n'est pas celui débité par le secondaire mais celui consommé dans la charge. Entre ces courants nous avons la relation suivante :

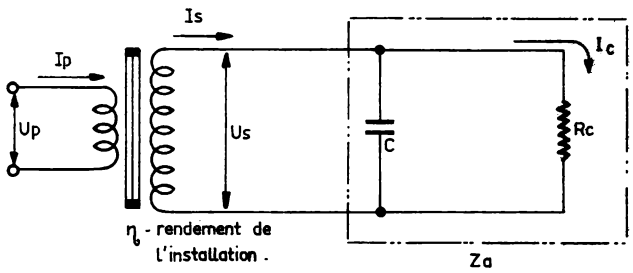


Fig. 137 - Schéma équivalent au transformateur utilisé dans le «régulateur SOLA»

$$I_c = \frac{U_s}{R_c}$$

mais $$U_s = \frac{1}{jC\omega} \cdot I_s$$

d'où $$I_c = \frac{I_s}{jR_c C\omega}$$

On fait intervenir ici, le coefficient de surtension du secondaire :

$$I_s = jQI_c \qquad (13)$$

avec $$Q = R_c \cdot C\omega$$

et $$\omega = 2\pi f = 100\ \pi\ Rd/s \quad \text{(secteur 50 Hz)}$$

Dans les expressions des puissances, on peut remplacer les tensions et les courants par des formules équivalentes faisant apparaître des grandeurs magnétiques :

1) Loi de Boucherot $U = B.S.N.\omega$ { B: valeur efficace

2) Loi des Ampères-Tours $I = F/N$

Il en résulte une autre forme de l'égalité (12) :

$$\frac{U_s I_s}{jQ} = U_p I_p$$

ou encore :

$$\frac{B_s \cdot S_s \cdot N_s \cdot \omega}{jQ} \cdot \frac{F_s}{N_s} = \eta \cdot B_p \cdot S_p N_p \omega \cdot \frac{F_p}{N_p}$$

soit, enfin, en simplifiant et en ne conservant que les grandeurs absolues :

$$\left| F_s \cdot B_s \right| = \left| \eta \cdot Q \cdot F_p \cdot B_p \right| \qquad (14)$$

Nous supposons que les sections S_p et S_s sont identiques.

Nous pouvons maintenant dimensionner le rapport des forces magnéto-motrices :

$$\frac{F_s}{F_p} = \eta \cdot Q \cdot \frac{B_p}{B_s} \qquad (15)$$

Cette formule s'avère d'une importance capitale pour expliquer le bon ou le mauvais fonctionnement du régulateur. Nous avons vu, en effet, que pour l'obtention d'une efficacité de régulation intéressante, il semblait nécessaire d'avoir un rapport F_s/F_p aussi grand que possible. Cette clause s'accompagne donc obligatoirement d'une surtension «Q» importante - c'est-à-dire d'une charge faible - puisque le rapport B_p/B_s ne peut être supérieur à l'unité.

La présence d'une surtension arrange, d'ailleurs, bien les choses. Aux bornes du condensateur, il apparaît évidemment une tension plus grande que celle de l'utilisation. On est donc amené à déposer une prise sur l'enroulement secondaire, ce qui réduit, dans le rapport de transformation élevé au carré, l'influence de la charge. L'amortissement du circuit accordé se caractérise par la grandeur du coefficient de surtension «Q» lequel fait intervenir - dans la formule - le rapport de transformation:

$$m = N_2/N_s = \frac{N_2}{N_1 + N_2} \qquad (16)$$

Il découle de la figure 138 la valeur du coefficient de surtension :

$$Q = R_c \cdot C \cdot \omega / m^2 \qquad (17)$$

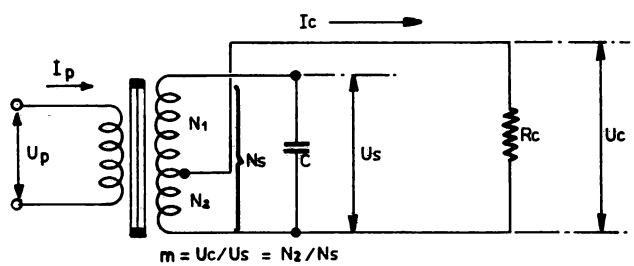


Fig. 138 - Diminution de l'amortissement par l'adjonction d'une prise au secondaire.

Le coefficient précédent n'est pas celui qui *physiquement*, dimensionne la surtension réelle, car il faut, évidemment, tenir compte de l'amortissement apporté par la résistance de l'enroulement et par les pertes dans le fer du circuit magnétique. L'amortissement réel est difficilement calculable, il se mesure plus volontiers, ce qui conduit à la « technique de l'échantillonnage » (aux essais multiples).

EN CONCLUSION:

1) Plus l'amortissement sera faible et meilleure sera la régulation. Cela se traduira par un grand rapport

$$\frac{F_s}{F_p}$$

2) Pour une charge importante (R_c faible) on pourra négliger l'amortissement apporté par la résistance du secondaire et par les tôles : on admettra alors une surtension physique voisine de celle exprimée par la formule (17).

3) Pour les calculs, si l'on ne veut pas appliquer la relation (15), on pourra utiliser les courbes de la figure 139.

XVI. 4 - CARACTERISTIQUES DE L'ENTREFER

En fonction de ses dimensions, la réluctance de l'entrefer se définit, on le rappelle, par la relation

$$R_e = \frac{e}{\mu_{air} \cdot s_e} \qquad (10)$$

La section « s_e » est évidement imposée par les caractéristiques dimensionnelles du circuit magnétique.

Si l'on connaît la grandeur de la reluctance, l'épaisseur de l'entrefer est automatiquement définie.

Nous avons vu, également, qu'en fonction de la force magnéto-motrice chutée dans l'entrefer et de l'induction

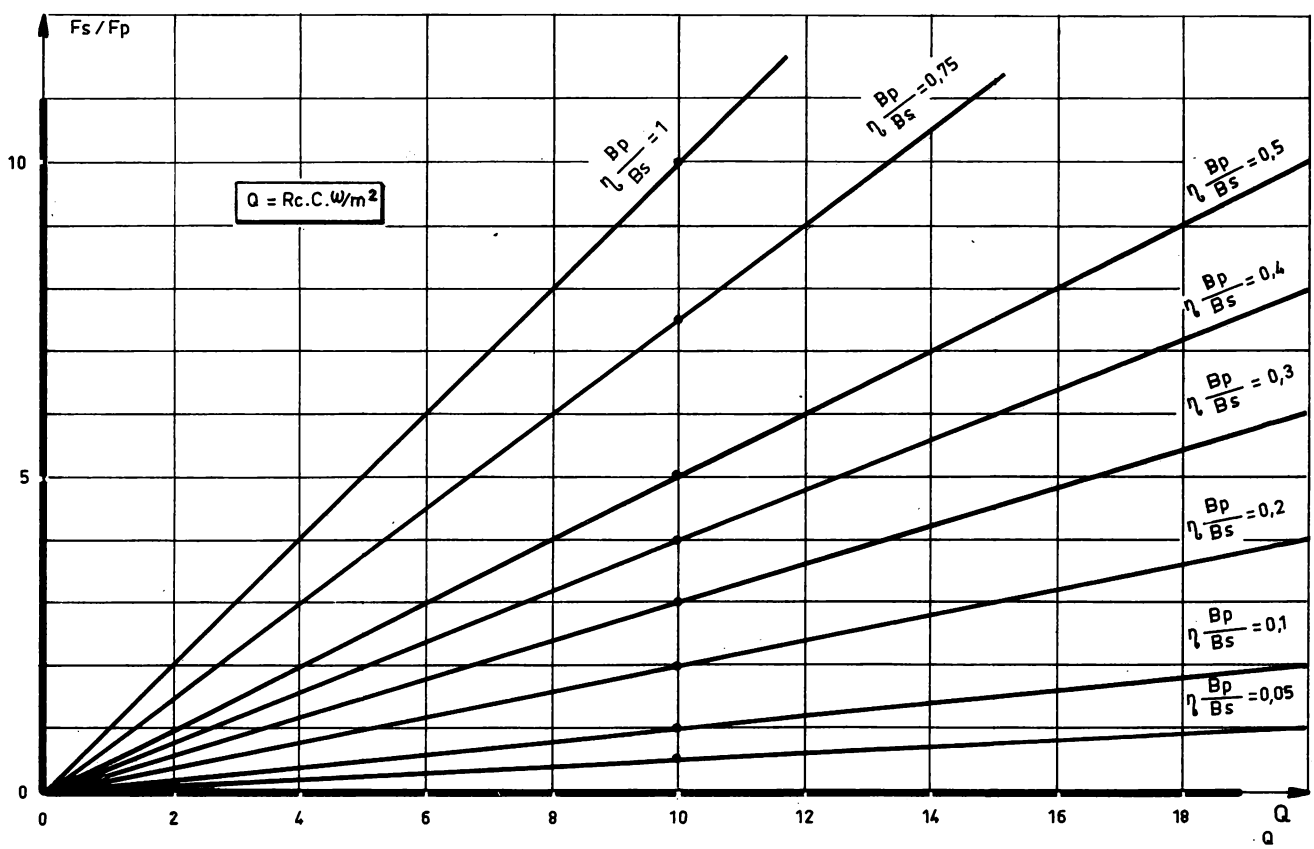
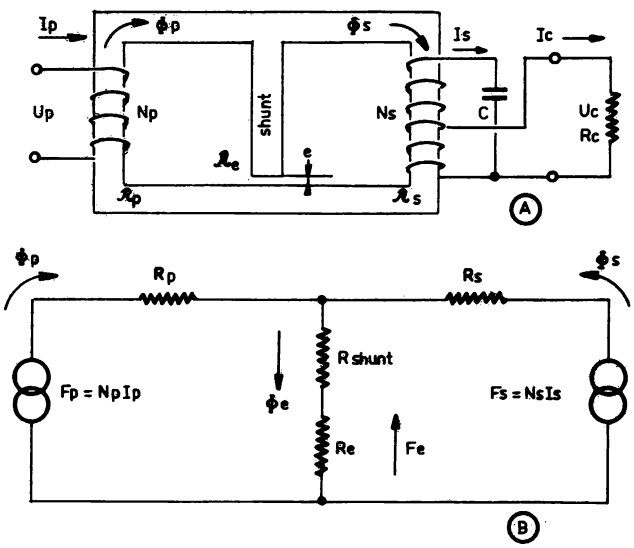


Fig. 139 - Calcul des forces magnéto-motrices primaires et secondaires.

localisée dans la lame d'air correspondante, il vient:

$$e = \mu_{air} \frac{F_e}{B_e} \qquad (11)$$

Pour définir ces différentes grandeurs, on a recours à l'équivalence électrique schématisée en B fig. 140; on peut, en effet, imaginer que les forces magnétomotrices jouent le rôle des générateurs tandis que les réluctances se comportent comme des résistances ; le circuit équivalent peut se ramener à un filtre en *T* classique.



Fif. 140 - Equivalence électrique du régulateur - (A) constitution réelle - (B) circuit électrique transposé.

Les réluctances R_p et R_s s'adressent respectivement aux parties du circuit magnétique intéressées par le primaire et par le secondaire. Les deux régions précédentes sont normalement séparées par le shunt magnétique de réluctance propre R_{shunt}.

Pour calculer le flux ϕ_e traversant l'entrefer on peut appliquer les mêmes relations que s'il s'agissait d'un courant électrique. ***Les mêmes lois régissent les phénomènes électriques et magnétiques.***

Pour effectuer ce calcul, appliquons le théorème de superposition des états d'équilibre qui consiste à additionner les courants (ou flux) circulant dans la branche commune et obtenus en court-circuitant successivement les générateurs.

1) Court-circuitons pour commencer le générateur F_p.

La réluctance R_p vient en parallèle sur l'ensemble «$R_{shunt} + R_e$» on démontre finalement que le flux traversant R_e prend la valeur suivante:

$$\phi_1 = \frac{R_p F_s}{(R_p + R_s)(R_e + R_{shunt}) + R_p R_s}$$

2) Si l'on court-circuite maintenant le générateur F_s, il en résulte un autre flux dans R_e :

$$\phi_2 = \frac{R_s F_p}{(R_p + R_s)(R_e + R_{shunt}) + R_p R_s}$$

3) Selon la loi précédente, il vient, enfin, le flux réel dans R_e, en présence des deux générateurs :

$$(18) \quad \phi_e = \phi_1 + \phi_2 = \frac{R_s F_p + R_p F_s}{(R_p + R_s)(R_e + R_{shunt}) + R_p R_s}$$

Cette formule ne peut se transformer plus avant et, pour obtenir, la force magnéto-motrice appliquée à l'entrefer, on applique la relation d'Hopkinson.

$$(19) \quad F_e = R_e \phi_e = \frac{R_e (R_s F_p + R_p F_s)}{(R_p + R_s)(R_e + R_{shunt}) + R_p R_s}$$

quant à l'induction, elle découle de la formule (9) classique :

$$(20) \quad B_e = \frac{\phi_e}{s_e} = \frac{1}{s_e} \cdot \frac{R_s F_p + R_p F_s}{(R_p + R_s)(R_e + R_{shunt}) + R_p R_s}$$

Dans ces formules nous pouvons remarquer la présence de l'inconnue «R_e». Deux solutions sont donc à envisager: soit de définir les grandeurs «F_e» ou «B_e», soit de se donner la réluctance «R_e». En somme, nous avons établi là des relations rapprochant des grandeurs inconnues mais ne les définissant pas en fonction de valeurs ou d'éléments physiques connus. Des compromis doivent être réalisés.

XVI. 5 - SIMPLIFICATION DES CALCULS

La formule (19) peut être simplifiée sans démolir l'édifice physique qui a conduit à notre théorie. Géné-

ralement, cette méthode de calcul est négligée parce que trop complexe ; en admettant certaines approximations, elle peut être considérablement simplifiée tout en restant plus logique que la «technique de l'échantillonnage».

Si l'on veut un rendement normal (60 à 80 %) il faut éviter le court-circuit magnétique qui résulterait d'un entrefer trop mince (R_e trop faible). Ceci est à l'encontre de nos résolutions primitives puisqu'on doit séparer le plus possible dans le domaine magnétique primaire et secondaire.

Toutefois, là encore, un compromis doit être réalisé.

En première approximation, on peut admettre que la réluctance de la partie métallique du shunt est négligeable devant celle de l'entrefer :

$$R_{shunt} \ll R_e$$

Par ailleurs, selon l'affirmation précédente, «R_e» ne sera pas trop faibles, en tous cas, elle sera supérieure aux réluctances R_p et R_s. Il en résulte que le produit «$(R_p + R_s)$ $(R_e + R_{shunt})$» sera bien supérieur au produit «$R_p + R_s$» d'où l'approximation suivante :

$$F_e \# \frac{R_s F_p + R_p F_s}{R_p + R_s} \qquad (21)$$

Quant à l'induction «B_e» il semble bien qu'elle soit importante, car, dans l'entrefer viennent s'écouler les deux flux issus du primaire et du secondaire.

En toute logique, on peut affirmer que cette induction est comprise entre la somme et la différence des inductions primaire et secondaire.

Cette affirmation paraît logique puisque le shunt peut être considéré comme une dérivation magnétique. On pourrait donc considérer les deux limites :

$$1) \quad B_{e_1} = B_s - B_p \qquad (22)$$

$$2) \quad B_{e_2} = B_s + B_p \qquad (23)$$

Suivant les exigences de la régulation on pourra prendre l'une ou l'autre de ces inductions, mais on pourra également prendre la valeur moyenne de ces deux limites : on démontre alors facilement que :

$$B_{e\,moyen} \# B_s \qquad (24)$$

c'est-à-dire la valeur d'induction la plus grande.

Il en résulte évidemment l'épaisseur approximative de l'entrefer :

$$e = \mu_{air} \frac{F_e}{B_e} \# \mu_{air} \frac{R_s F_p + R_p F_s}{B_s (R_s + R_p)} \qquad (25)$$

Quant aux autres grandeurs elles résultent soit des dimensions du circuit magnétique (R_s et R_p) soit d'une relation déjà connue (F_p et F_s):

$$\frac{F_s}{F_p} = \eta \cdot Q \cdot \frac{B_p}{B_s} \qquad (15)$$

XVI. 6 - EXEMPLE DE CALCUL PRATIQUE

Considérons le circuit magnétique de la figure 141. Il correspond à un petit régulateur de 125 V.A. de puissance et de 125 Veff de tension de service.

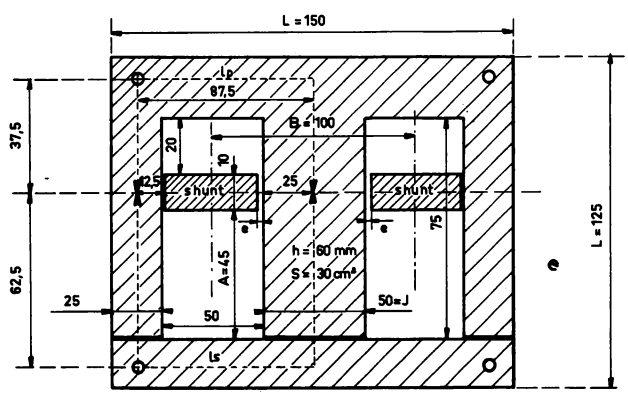


Fig. 141 - Exemple de carcasse magnétique pour régulateur SOLA.

Nous n'exposerons pas les raisons qui ont conduit à l'emploi d'un tel circuit, ce dernier constituant un élément standard utilisé commercialement. Les dimensions résultent sans doute de compromis divers.

1) Le régulateur considéré se compose donc d'un transformateur débitant sur une charge donnée un courant de 1 A sous 125 Veff (soit P_s = 125 V A) et d'un condensateur dont la grandeur est fixée arbitrairement à 32 μF. Le rendement de l'installation sera voisin de 80 % d'où :

$\eta \neq 0{,}80$

La surtension s'élève alors à :

$$Q = R_c\, C\, \omega = \frac{U_c}{I_c} \cdot C \cdot 2\pi F$$

Soit : $Q = 125 \cdot 32 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi 50 = 1{,}25$

Si nous nous reportons à la figure 139 nous pourrons remarquer que la surtension ne conduit pas à un rapport des forces magnéto-motrices intéressant quel que soit le rapport des inductances.

2) Pratiquons la sortie sur une prise effectuée au tiers de l'enroulement secondaire. Le coefficient précédent prend la valeur :

$$Q' = \frac{Q}{m^2} = \frac{1{,}25}{\frac{1}{9}} = 11{,}25$$

Pour ce chiffre, nous voyons (fig 139) que les rapports des forces magnéto-motrices peuvent être intéressants.

3) Le primaire, doit, par principe, présenter une inductance constante. Cette nécéssité est imposée par le fonctionnement de l'enroulement compensateur. L'induction des tôles doit être telle que la perméabilité reste sensiblement constante. Si l'on se reporte au chapitre de la technologie et de la réalisation des transformateurs à haute induction et, particulièrement, à la figure 30. on pourra remarquer que le palier de la courbe relative aux tôles ordinaires à 4,2 W/kg à lieu pour B = 1 tesla (10000 gauss). Alors, la perméabilité relative de ces tôles prend la valeur :

$$\mu_r = 1\,700$$

Par contre, les tôles sont saturées pour les coordonnées suivantes :

B = 1,5 tesla (15000 gauss)

$\mu_r \neq 800$

Enfin, estimons le rendement de l'installation à 80 %

4) Nous avons donc le rapport:

$$\eta \cdot \frac{B_p}{B_s} = 0{,}535$$

D'après la figure 139, cela nous conduit au rapport approximatif suivant :

$$\frac{F_s}{F_p} \neq 6$$

Ce chiffre n'est peut-être pas très important mais allié au phénomène de ferro-résonance, il conduit à une efficacité de régulation intéressante qu'accentue encore le dispositif de compensation (voir plus loin).

5) Pour calculer l'épaisseur de l'entrefer, il convient évidemment de définir les réluctances primaires et secondaire en appliquant la relation classique :

$$R = \frac{l}{\mu_A S} \qquad \text{avec } \mu_A = \text{perméabilité absolue des tôles} = \mu_0 \cdot \mu_r$$

On tire les dimensions « l » et « S » du plan des tôles de la figure 141. La réluctance primaire se calcule comme suit :

$$R_p = \frac{l_p}{\mu_0 \mu_r S} = \frac{0{,}2}{1{,}257.10^{-6} \cdot 1\,700 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} \neq 31\,000 \text{ Atr/Wb}$$

l_p étant la longueur moyenne de la ligne de flux primaire. Quant à la réluctance secondaire, elle se termine de la même façon :

$$R_s = \frac{l_S}{\mu_0 \mu_r S} = \frac{0{,}25}{1{,}257 \cdot 10^{-6} \cdot 800 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} \neq 82\,000 \text{ Atr/Wb}$$

6) Le rendement étant connu, on peut facilement connaître le courant primaire. Si la tension primaire est identique à celle délivrée à la sortie du régulateur, on obtient directement le courant primaire :

$$I_p = \frac{I_s}{\eta} = \frac{1\,A}{0{,}8} = 1{,}25\,A$$

7) Le nombre de spires du primaire peut être fourni par l'abaque de la figure 44. Avec un rendement d'empilage de 80 % et une induction de 1 Tesla on obtient le rapport $N/E \neq 57$ pour une section de la jambe centrale de 1 cm². Pour S = 30 cm², le rapport n/e tombe à 1,9 ce qui conduit finalement au nombre de tours primaires réels :

N_p = 238 tours

La force magnéto-motrice primaire s'élève donc à :

$F_p = N_p I_p = 238 . 1,25 = 297$ Atr.

Sachant que le rapport F_s / F_p a été évalué à 6, la force magnéto-motrice secondaire se monte à $F_s = 6.297 = 1782$ Atr.

8) Connaissant les différents paramètres qui permettent le calcul de l'entrefer, appliquons la formule (25)

$$e \# \mu_{air} \frac{R_s F_p + R_p F_s}{B_s (R_s + R_p)} = 1,3 . 10^{-8} \frac{(82000.297)+(31000.1782)}{1,5 \ (31000+82000)}$$

$$e \# 0,6 \ mm$$

Ce résultat est évidemment approché mais il donne un ordre de grandeur très valable. Dans le cas d'une maquette décevante, on peut, évidemment, très facilement modifier cette épaisseur. Dans le domaine pratique des ajustements sont toujours réalisés, ceci constituant la « mise au point ».

9) Afin de montrer que l'approximation de la théorie employée reste compatible, calculons la réluctance de l'entrefer :

$$R_e = \frac{e}{\mu_{air} s_e} = \frac{6 . 10^{-4}}{1,3.10^{-8} . 6.10^{-4}} = 769000 \text{ Atr/Wb}$$

Ce chiffre est évidemment bien plus élevé que ceux des réluctances des tôles. En conséquence les simplifications sont cohérentes. De même, la réluctance du shunt est faible devant celle de l'entrefer :

$$R_s = \frac{l_{Shunt}}{\mu_p \mu_{moy} s_e} = \frac{0,05}{1,257 . 10^{-8} . 1250 . 6 . 10^{-4}} = 52\,600 \text{ Atr/Wb}$$

avec $\mu_{moy} = \frac{\mu_1 + \mu_2}{2}$

10) Les caractéristiques du secondaire restent à définir et pour ce faire, considérons tout d'abord la force magnéto-motrice secondaire:

$F_s = N_s I_s = 1782$ Atr

Pour avoir le nombre de spires il suffit de connaître le courant secondaire. Il se détermine à partir du coefficient de surtension calculé au début. Nous savons en effet que :

$$I_s = jQ I_c \qquad (13)$$

Or ici $I_c = \frac{\textit{courant normal dans la charge}}{\textit{rapport de transformateur}} = 0,33$ A

D'où $I_s = j 11,25 . 0,33 = j 3,75$ A

et par suite : $N_s = \frac{1782}{3,75} = 475$ *spires*

11) En vérification il convient de déterminer quelle tension fournit le secondaire pour l'induction de 15 000 gauss (1,5 tesla). On a recourt à l'abaque de la figure 44: Pour B = 1,5 tesla, on a N/E = 37 tr/V pour S = 1cm^2

Mais pour S = 30 cm^2 $\quad n/e$ = 1.234 tr/V

Ce qui donne une tension secondaire de :

$$U_s = \frac{N_s}{n/e} = \frac{475}{1,234} \# 385 \text{ V}$$

Nous obtenons ici 385 V au lieu de 375 ce qui ferait une tension utilisable de 128 V au lieu de 125 V. La différence résulte de l'approximation des calculs, ces derniers ayant été effectués le plus souvent soit à la règle soit à l'aide d'abaque.

Les résultats sont donc fort acceptables .

XVI. 7 - CALCUL DE L'INDUCTANCE DU SECONDAIRE

Le condensateur du régulateur doit normalement s'accorder avec l'inductance *que ce dernier voit du secondaire.* Il paraît évident, en effet, que l'enroulement primaire réagit dans une certaine mesure sur le circuit secondaire. Toutefois, pour la commodité des calculs d'une part, et d'après le fait que d'autre part, primaire et secondaire s'avèrent relativement séparés par le shunt magnétique, on admettra que l'inductance d'accord est celle de l'enroulement secondaire.

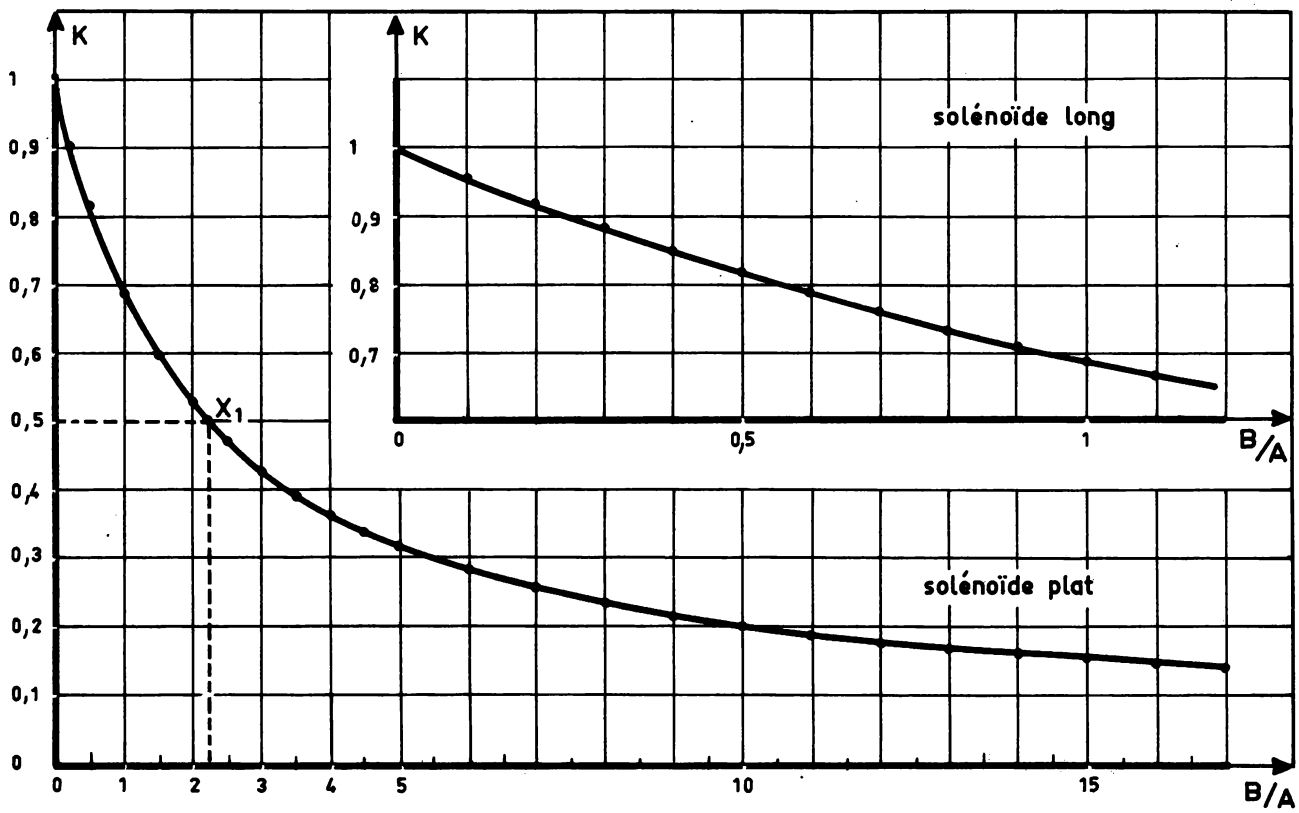


Fig. 142 - Courbe du facteur de forme K du calcul de l'inductance d'une bobine.

Pour calculer cette inductance on a recours à la formule approchée suivante :

$$L_B \# \frac{k N_s^2}{R_s} \qquad (26)$$

avec k un facteur de forme qui dépend des dimensions du bobinage (voir sa valeur fig. 142 établie en fonction du rapport B/A défini fig. 143). Cette formule est assez approchée sur le plan théorique, toutefois étant donné les fluctuations importantes et inévitables de la perméabilité des tôles, elle s'avère tout à fait compatible quant à une précision «commerciale».

La figure 143 montre les dimensions des bobinages employés sur les carcasses magnétiques classiques.

La plus délicate opération consiste à mesurer la longueur moyenne de la «fibre moyenne» du bobinage à section carrée ou sensiblement carrée. En conséquence, on peut estimer le diamètre approximatif de la fibre moyenne avec un double-décimètre, sans que la précision du résultat tombe au-dessous de ± 10 %.

Lorsqu'on ne possède comme renseignement que les dimensions de la carcasse utilisée (fig. 141), on prend comme diamètre de la fibre moyenne de l'enroulement,

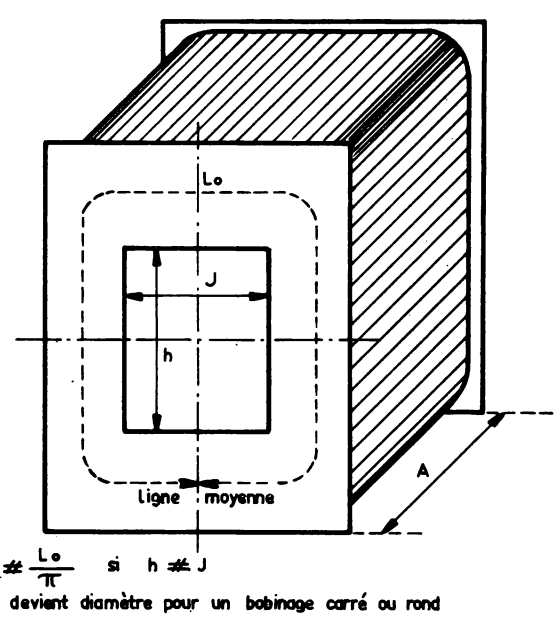


Fig. 143 - Schéma d'un bobinage utilisé dans un transformateur.

l'intervalle existant entre les axes des fenêtres . Ici on a :

$$B \# 100 \text{ mm}$$

Quant à l'autre dimension, A, elle est tirée également de la figure 141 :

$$A = 45 \text{ mm}$$

Le facteur de forme k s'élève alors à (fig.142) :

(point X_1) $k = 0,5$

Soit, avec :

$R_s = 82\,000$ Atr/Wb et $N_s = 475$

$$L_B = \frac{0,5 \cdot (475)^2}{82\,000} = 1,38 \text{ H} \qquad (26)$$

Avec la capacité prévue c'est-à-dire 32 μF l'accord sur 50 Hz n'est pas réalisé car l'inductance nécessaire doit s'élever à 0,32 H. En conséquence il appert très nettement de ces calculs qu'un compromis s'avère nécessaire dès le départ ; l'estimation de la capacité est très importante et, ici, il paraît nécessaire d'en diminuer la grandeur et de modifier la position de la prise sur le secondaire.

Il s'avère également nécessaire d'augmenter la réluctance secondaire c'est-à-dire accroître l'induction.

En effectuant les mêmes calculs que précédemment mais avec $C = 16$ μF et un rapport de transformation $m = 1/4$, on obtient successivement.

B_p = 1 tesla (10000 gauss) } valeurs
B_s = 1,6 tesla (16000 gauss) } maxima
$\mu_{Rp} = 1\,700$
$\mu_{Rs} = 400$
$Q' = 10$
$\frac{F_s}{F_p} = 5$ { $F_p \# 300$ Atr ; $F_s \# 1\,500$ Atr
$\eta = 80$ %
$R_p = 164\,000$ Atr/Wb
$R_s = 31\,000$ Atr/Wb
$N_p = 238$ tours
$N_s = 600$ tours
$e \# 0,55$ mm $\pm$ 10 %
$L_B \# 0,69$ H (valeur maximum car la longueur de la « fibre moyenne » de l'enroulement a été sous-estimée)
U_s = 123 V au lieu de 125 V
Accord pour
f = 52,5 Hz au lieu de 50 Hz

Ce dernier résultat n'est pas catastrophique si l'on considère les diverses approximations effectuées lors des calculs. En somme, l'ensemble des résultats paraît tout à fait cohérent .

XVI. 8 - EQUIVALENCE RADIOELECTRIQUE

1) Le régulateur SOLA peut évidemment s'apparenter à un transformateur électrique. Il présente toutefois la particularité de voir son coefficient de couplage primaire secondaire ajusté à volonté par le shunt magnétique.

Les inductances primaire et secondaire créent par ailleurs des inductions différentes dans les tôles puisque les réluctances ne sont pas homogènes. Enfin, le phénomène de ferro-résonance bouleverse les propriétés linéaires propres aux transformateurs. En effet, le rapport de transformation ne suit plus une loi du premier degré. On a toujours le rapport suivant :

$$a = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \qquad (27)$$

Mais en fonction des nombres de spires la formule se complique légèrement puisque la réluctance des tôles intéressées par le circuit primaire n'est pas la même que celle se rapportant au circuit secondaire.

On démontre aisément que :

$$m = \frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{R_s \, L_s}{R_p \, L_p}}$$

D'où, évidemment :

$$a = \frac{1}{m} \sqrt{\frac{R_s}{R_p}} \qquad (28)$$

2) Pour être encore plus exacte il conviendrait d'inclure dans une expression de transfert le rendement du transformateur .

En effet, considérons le rapport des puissances primaire et secondaire, il vient :

$$\eta_T = \frac{P_s}{P_p} \qquad (29)$$

Mais : $P_s = \frac{U_s^2}{Z_c}$

et $P_p = \frac{U_p^2}{Z_r}$

Z_c et Z_r étant respectivement l'impédance de charge secondaire et l'impédance correspondante rapportée au primaire.

Il en résulte :

$$\eta_T = \left(\frac{U_s}{U_p}\right)^2 \cdot \frac{Z_r}{Z_c} \qquad (30)$$

Il convient de substituer le rapport des tensions en utilisant la formule de Boucherot :

$$U = B.S.N.\omega$$

D'où (30) $= \eta_T = \frac{Z_r}{Z_c} \cdot \left(\frac{B_s \cdot N_s}{B_p \cdot N_p}\right)^2$

Ce qu'il importe de connaître c'est le facteur qui caractérise la transposition d'impédance du secondaire au primaire c'est-à-dire :

$$n = \sqrt{\frac{Z_r}{Z_c}} \qquad (31)$$

Nous avons donc :

$$n = \frac{1}{m} \cdot \frac{B_p}{B_s} \cdot \sqrt{\eta_T} \qquad (32)$$

Le rendement du transformateur peut s'assimiler à celui de l'installation : $\eta_T \simeq \eta$

Il est évident que les rapports « a » et « n » sont différents l'un s'adresse aux inductances tandis que l'autre au transfert des impédances. Le premier est un paramètre quelconque tandis que le second présente une signification physique précise .

3) Sur le plan métrologique, un transformateur quel qu'il soit possède deux caractéristiques essentielles. L'inductance de dispersion « L_d » mesurée en court-circuitant le secondaire et l'inductance de marche à vide qui se trouve être l'inductance primaire « L_p ». Logiquement, vu du primaire, le transformateur se comporte comme l'indique la figure 144 : à vide, les bornes A et B (le secondaire) « en l'air », on a bien

$$L_p = L_p - L_o + L_o$$

En court-circuitant les mêmes bornes A et B il reste une différence que l'on assimile à l'inductance de dispersion :

$$L_d = L_p - L_o \qquad (33)$$

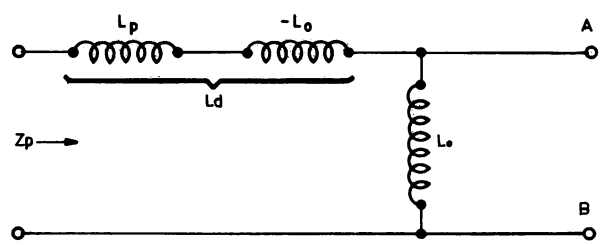


Fig. 145 - Equivalence théorique d'un transformateur.

L'inductance L_o peut s'obtenir facilement puisque des mesures donnent L_p et L_d

$$L_o = L_p - L_d \qquad (34)$$

Il est bien entendu que cette inductance s'apparente à la mutuelle-inductance du transformateur et, à un coefficient numérique près, à l'inductance du primaire.

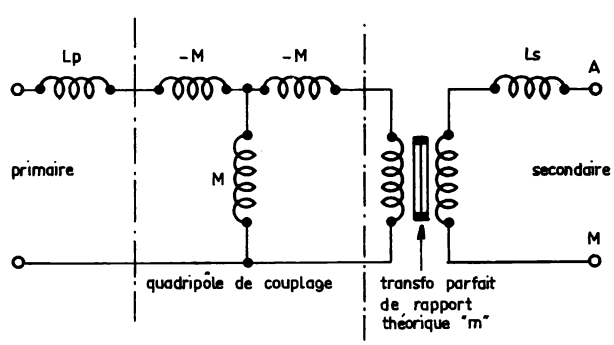


Fig. 145 - Equivalence théorique d'un transformateur.

4) Sur le plan théorique un transformateur fait intervenir un quadripôle de couplage dont les éléments sont précisément la mutuelle-inductance (fig. 145). Ici nous négligeons les pertes ohmiques sous toutes ses formes .

Il paraît facile de voir « à l'oeil nu » que les schémas pratique et théorique sont assez dissemblables . Pourtant, rappelons l'inductance secondaire dans le circuit primaire et court-circuitons les bornes A et B, nous devons *obligatoirement* retrouver l'inductance de dispersion (fig. 146).

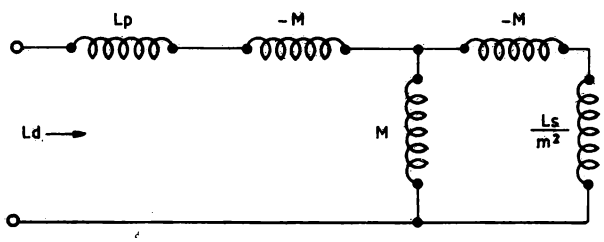


Fig. 146 - Détermination de l'inductance de dispersion.

$$L_d = L_p - M + \frac{M\left(\frac{L_s}{m^2} - M\right)}{\frac{}{m^2} + M - M}$$

Il reste évidemment :

$$L_d = L_p - m^2 \frac{M^2}{L_s} \qquad (35)$$

Définissons le coefficient de couplage du transformateur :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p \cdot \frac{L_s}{m^2}}} \qquad (36)$$

ce qui donne évidemment

$$M^2 = k^2 L_p \cdot \frac{L_s}{m^2}$$

Si nous reportons cette expression dans la relation (35), cette dernière devient :

$$L_d = L_p (1 - k^2) \qquad (37)$$

Dans le cas d'un régulateur SOLA, la réactance de fuite - c'est-à-dire, l'inductance de dispersion - est nécessairement grande étant donné la présence du shunt magnétique ; en conséquence, le coefficient de couplage, contrairement au cas d'un transformateur ordinaire, doit être bien inférieur à l'unité. Enfin, le schéma équivalent de la figure 145 est aussi compatible dans le cas de l'inductance de marche à vide puisqu'il fournit également dans ce cas l'inductance primaire.

5) L'inductance L_o de la figure 144 s'apparente bien à la mutuelle M. Nous avions trouvé, en (34),

$$L_o = L_p - L_d$$

Si l'on reprend la relation (37) il vient de suite :

$$L_o = L_p - L_p + k^2 L_p$$

Soit $$L_o = k^2 L_p \qquad (38)$$

Or, par ailleurs, *dans le cas particulier théorique*, nous avons :

$$m = \sqrt{\frac{L_s}{L_o}}$$

Soit $$L_p = \frac{L_s}{m^2}$$

En reportant cette équivalence dans la formule (36) nous trouvons :

$$M = k^2 L_p = \frac{k^2}{m^2} L_s = L_o$$

Evidemment, dans le cas *pratique*, il faut faire intervenir en réalité les rapports « a » et « n » définis par les relations (28) et (32) *mais, là encore, les définitions de L_d et de L_o restent valables.*

6) Dans le cas du régulateur, on aboutit à la représentation de la figure 147. Le transformateur qui relie le primaire au secondaire n'est plus un élément linéaire mais un traducteur d'impédance dont le coefficient de transfert est fourni par le rapport suivant :

$$n = \frac{1}{m} \cdot \frac{B_p}{B_s} \cdot \sqrt{\eta_T} \qquad (32)$$

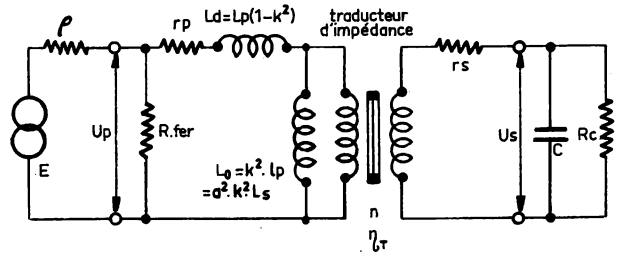


Fig. 147 - Equivalence électrique d'un transformateur de rapport :

$$n = \frac{1}{m}\cdot\frac{B_p}{B_s}\cdot\sqrt{\eta_T}$$ *et de coefficient de couplage*

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p \cdot n^2 L_s}}$$

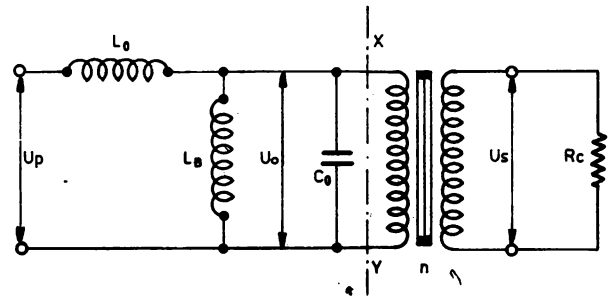


Fig. 148 - Simplification d'un schéma équivalent à un transformateur et se rapportant plus spécialement au régulateur SOLA. On a ici : $L_o = L_p(1-k^2)$ - $L_B = k^2 L_p = a^2 k^2 L_s$ - $C_o = C/n^2$.

Nota : Les pertes ohmiques sont ici négligées.

Ici, non seulement le rendement est une variable mais, aussi, les inductions ne varient pas d'une manière identique en fonction de la tension primaire.

L'inductance « L_s » rapportée au primaire devient $n^2 L_s$ et le coefficient de couplage :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p \cdot n^2 L_s}}$$

avec $$a = \frac{1}{m}\cdot\sqrt{\frac{R_s}{R_p}} \qquad (28)$$

NOTA : R_s et R_p sont ici les réluctances des tôles au niveau du primaire et du secondaire . Rappelons que :

$$R = \frac{l}{\mu \cdot S}$$

7) En ne tenant pas compte des résistances r_p et r_s lesquelles pouvant d'ailleurs être incluses dans la charge R_c, on peut simplifier le schéma de la figure 147. On aboutit ainsi à la représentation de la figure 148.

Mais on a toujours : $L_d = L_p (1 - k^2)$

si l'on veut exprimer l'inductance de couplage L_o en fonction de l'inductance secondaire on aura :

$$L_o = k^2 L_p = a^2 k^2 L_s$$

A gauche de l'axe XY on pourra remarquer la ressemblance de schéma avec celui du régulateur à ferro-résonance double.

En conséquence il paraît simple de se reporter au chapitre XV de ce régulateur pour effectuer le calcul du système SOLA . Toutefois, en reconsidérant la signification physique réelle du coefficient de couplage, on s'aperçoit que la ressemblance est toute relative. En effet, dans le régulateur à double ferro-résonance L_o est fixe et L_B décroît à mesure que la saturation des tôles s'opère. Ici, si l'inductance L_o est encore constante, L_B n'est plus variable comme dans l'autre système.

C'est le coefficient de couplage « k » qu'il convient d'analyser pour expliquer ce dernier phénomène. k est défini par une formule dont la plupart des éléments sont variables ; de ce côté on ne peut rien expliquer ...

Par contre, en effectuant quelques mesures sur des inductances à couplage variable, pour une disposition géométrique donnée, quelques soient les grandeurs de ces inductances k ne varie pas, c'est la mutuelle qui varie en conséquence . *Ainsi, k apparaît ici comme une fonction directe du shunt magnétique et suit, rigoureusement, ses caractéristiques dimensionnelles.*

Par suite, pour un shunt magnétique et un entrefer donné, « k » restera constant et, de ce fait, également L_o et L_B .

Cette conséquence serait grave et bouleverserait complètement la théorie du montage si l'on ne se penchait pas sur le condensateur C_o . *Ce dernier n'est pas constant mais décroît avec le carré du rapport « n », lequel facteur suit une loi assez complexe mais croissante avec la tension primaire* (fig. 149).

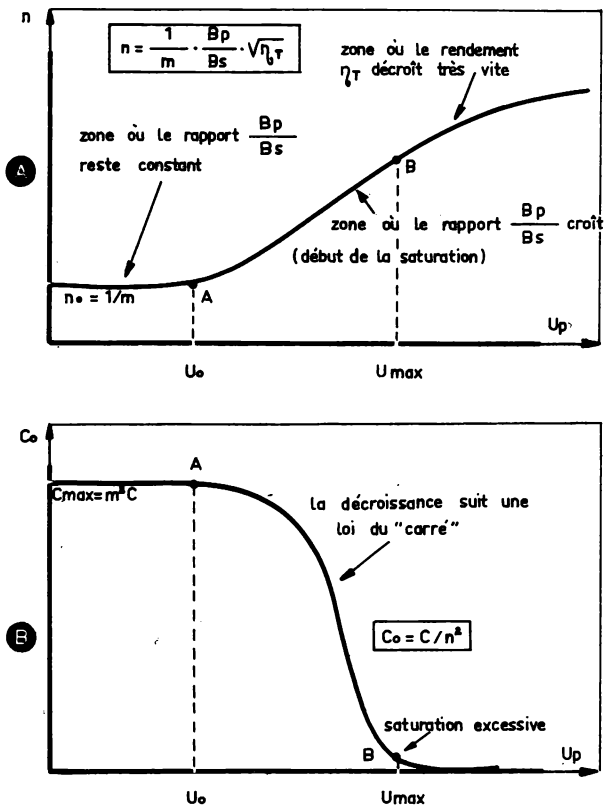


Fig. 149 - Variation du rapport n et de la capacité équivalente C_o

Ainsi, à l'inverse du régulateur à double ferro-résonance c'est l'inductance qui est constante et c'est la capacité qui varie .

Enfin, en plus du phénomène précédent, il faut ajouter l'effet du transformateur de couplage, lequel possède un rapport de transformation non linéaire. Cette variation est bénéfique car on a évidemment : $U_s = U_o/n$ (fig. 148).

Or, U_o varie déjà peu en fonction de U_p, ceci résultant de la ferro-résonance Ensuite, si U_o augmente un peu, « n » voit sa grandeur s'élever (zône A B de la fig. 149 A) . U_s ne peut varier en définitive que très peu. On a bien affaire à un régulateur de tension . Moyennant les précautions précédentes ce régulateur se calculera avec l'aide de la méthode exposée dans le chapitre XV. Le coefficient de couplage sera finalement ajusté en pratique .

XVI. 9 - EFFICACITE DE REGULATION

1) Avec ce type de régulateur, il s'avère beaucoup plus aisé de vérifier l'efficacité de régulation par des mesures plutôt que d'en effectuer le calcul précis. On a, en effet, toujours la ressource d'ajuster l'entrefer jusqu'à l'obtention de résultats intéressants. Toutefois, étant donné l'équivalence du précédent paragraphe, on pourra, dans ce domaine, se reporter au chapitre XV qui traite du régulateur à double ferro-résonance et d'effectuer à sa théorie les légères corrections qui s'imposent. En particulier, on multipliera les résultats obtenus par ce calcul par l'inverse du rapport « n » du transformateur de couplage :

$$U_s = \frac{U_o}{n}$$

2) En gros, on peut démontrer une certaine équivalence entre les rapports de tension et les rapports des forces magnéto-motrices primaire et secondaire.

Or, de par la première théorie, un calcul fournit le rapport F_s / F_p, une application pratique donnait d'ailleurs le chiffre « 5 » .

Ce qui importe ce sont les variations relatives primaire et secondaire. Au primaire, on a

$$\textit{dérive relative primaire} = \frac{\Delta F}{F_p}$$

Une même dérive ΔF au secondaire voit sa grandeur relative baisser dans la proportion de cinq fois :

$$\textit{dérive relative secondaire} = \frac{\Delta F}{F_s} = \frac{\Delta F}{5 F_p}$$

On peut donc *très* approximativement dire que la régulation s'évalue par une valeur voisine de 5.

3) Ce chiffre n'est évidemment pas surprenant de grandeur. En pratique, on se montre plus exigeant. Pour ce faire, on a recours au système classique de la compensation constituée par l'enroulement « S » de la figure 130 A. Ses caractéristiques se déterminent en fonction de la pente de variation de tension du régulateur seul. On n'insistera pas plus avant sur ce commentaire, le procédé étant suffisamment développé dans les autres chapitres. Sachons simplement que l'on peut obtenir assez facilement des résultats analogues à ceux exprimés par la

figure 150. Cette dernière fournit la courbe de la tension en fonction de la tension d'entrée pour diverses valeurs de charge. Elle s'adresse à un régulateur de basse puissance voisin de celui calculé dans les paragraphes XVI 6 et 7.

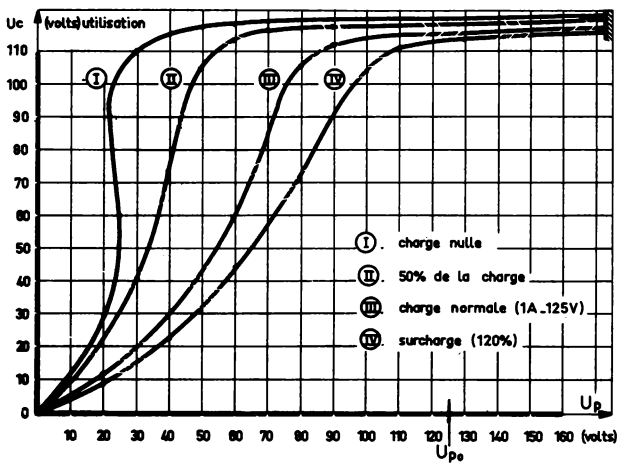


Fig. 150 - Exemple de résultats de regulation du régulateur SOLA compensé.

On remarquera la forme particulière de la courbe I (charge nulle) ; elle présente bien l'allure caractéristique des régulateurs basés sur les phénomènes de ferro-résonance .

XVI. 10 - RELATIONS VECTORIELLES

1) Afin de simplifier les problèmes, nous estimerons que la charge reste toujours ohmique . Dans le cas contraire, la construction vectorielle deviendrait, en effet, trop compliquée ; et, par ailleurs, *on pourrait remarquer une diminution de l'efficacité de régulation*, ce qui ne nous intéresse pas pour démontrer les propriétés *normales* de ce régulateur .

La construction vectorielle en charge est exprimée par la figure 151 B, laquelle construction fait appel à des indices rapportés sur le schéma A de la même figure.

Le vecteur $\overrightarrow{U_{p1}}$ représente la tension primaire. Cette tension n'est jamais en phase avec le courant $\overrightarrow{I_{p1}}$ consommé par l'installation, il existe entre ces deux vecteurs un angle $\hat{\varphi}_1$ *qui définit le cos* $\hat{\varphi}$ *du régulateur* . Nous verrons plus loin que ce facteur de puissance n'est intéressant qu'à pleine charge et, on s'en serait douté, au détriment de la régulation . Le courant débité par le secondaire « S_2 » est normalement déphasé *en arrière* d'un angle $\hat{\alpha}$ qu'un diagramme de Kapp peut très bien fournir . On obtient ainsi le vecteur I_{R1}. Connaissant ce courant on peut très bien avoir la tension apparaissant et, par suite, le vecteur $\overrightarrow{U_{s1}}$. Rappelons, en effet, qu'il existe entre le courant I_R et le courant I consommé par la charge *ramenée aux bornes du secondaire* la relation suivante.

$$I_R = jQI \qquad \text{(formule 13)}$$

I_R *est donc en avance de* 90° *sur le courant* I *et puisque la charge est ohmique, sur la tension* U_e *nécessairement en phase avec* I . On obtient ainsi la construction $\overline{AOB}$ et le vecteur $\overrightarrow{U_{s1}}$.

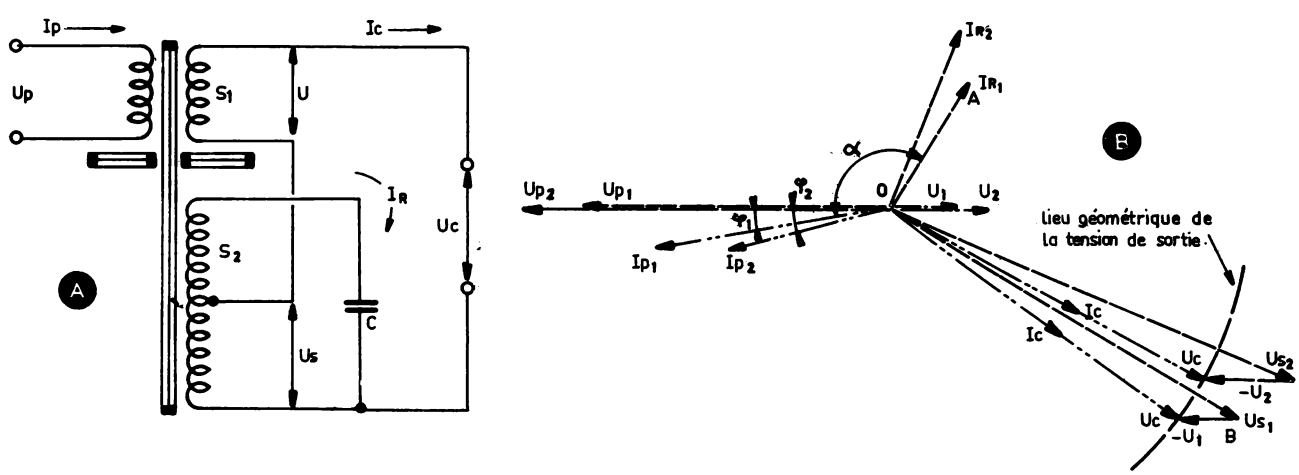


Fig. 151 - Diagramme vectoriel expliquant la régulation en tension du système régulateur SOLA.

Nota : les courants I_{r1} *et* I_{r2} *ne sont pas à l'échelle. Ils sont normalement plus grands que les autres courants.*

A ce vecteur, vient se retrancher la tension fournie par le secondaire S_2 et *qui se trouve, de ce fait, en phase avec la tension primaire .*

On aboutit ainsi à la tension d'utilisation $\overrightarrow{U_c}$. Supposons maintenant que la tension primaire vienne à croître ($\overrightarrow{U_{p_2}}$). La puissance consommée au secteur ne variant guère, le vecteur $\overrightarrow{I_{p_2}}$ représentant le courant primaire va diminuer d'amplitude ; ce faisant, le cos φ de l'installation augmente, on a maintenant l'angle $\hat{\varphi}_2$ et, par suite, le vecteur $\overrightarrow{I_{R_2}}$ représentant la surintensité dans le condensateur . L'écart entre les deux derniers courants $\overrightarrow{I_{p_2}}$ et $\overrightarrow{I_{R_2}}$ est défini par un angle très voisin de l'angle $\hat{\alpha}$ précédent.

Connaissant la position de $\overrightarrow{I_{R_2}}$, on obtient par translation de -90° la tension U_{s_2} dont l'amplitude s'est évidemment accrue. Mais cette augmentation s'accompagne aussi de celle de la tension issue du secondaire S_2 : le vecteur $\overrightarrow{U_1}$ passe à la valeur $\overrightarrow{U_2}$.

Ainsi le vecteur $\overrightarrow{U_{s_2}}$ croît mais augmente également le vecteur antagoniste $\overrightarrow{U_2}$ tant et si bien que la tension résultante $\overrightarrow{U_c}$ garde la même grandeur que précédemment. En fonction de la tension primaire le vecteur $\overrightarrow{U_c}$ décrit un cercle de centre O : C'est le lieu géométrique de la tension de sortie constante .

2) Il faut aussi considérer ce qui se passe lorsque la charge vient à varier. Là encore, on ne tiendra compte que des charges ohmiques .

La tension primaire, quant à elle, restera constante .

La variation de charge se traduit par une variation de grandeur du vecteur $\overrightarrow{I_c}$ *en phase avec* $\overrightarrow{U_c}$.

On assiste à un déplacement des vecteurs exprimant la tension du secondaire S_2, *mais, comme l'indique la construction vectorielle de la figure* 152, *par l'action compensatrice du vecteur U la tension de sortie* U_c *reste encore constante .*

Cette construction s'effectue bien entendu comme celle du premier cas et l'étalonnage des vecteurs se fait avec l'aide des formules énoncées dans les paragraphes précédents.

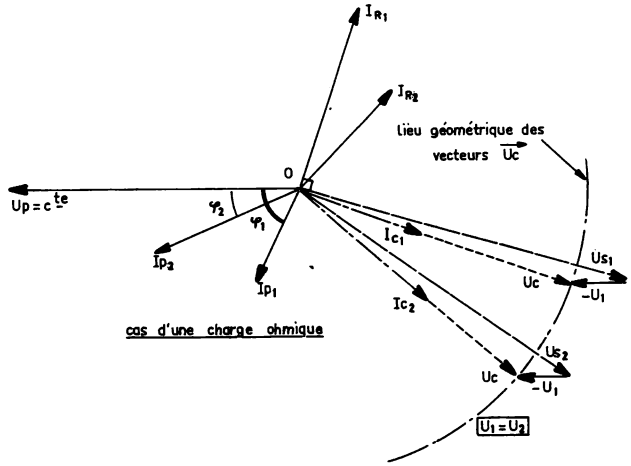


Fig. 152 - Diagramme vectoriel expliquant la régulation dans le cas d'une variation de charge.

Du dernier diagramme vectoriel, il découle la constatation fondamentale suivante : ***Plus le courant dans la charge augmente et plus le facteur de puissance s'améliore*** (φ_1 passe à φ_2).

Toutefois, la compensation, pour de forts courants, risque de ne plus bien agir. On limitera donc la puissance du système à des valeurs raisonnables

XVI. 11 - DISTORSION DU SIGNAL DELIVRE

Le régulateur SOLA fonctionne suivant des principes ferro-magnétiques classiques ; en conséquence, il possède comme tous les autres systèmes le défaut, très grave, dans certains cas,* de fournir une tension à fort taux d'harmoniques impairs.

La déformation atteint les chiffres voisins de 10 %. à charge normale, mais, à pleine charge, certains régulateurs fournissent des signaux dont le taux de distorsion peut atteindre 20 % . La figure 153 A montre, à ce propos, les oscillogrammes des signaux fournis par un régulateur ordinaire du type SOLA travaillant à vide et à pleine charge. La proportion d'harmoniques impairs s'avère prépondérante mais elle se limite surtout aux harmoniques 3, 5 et 7. Au delà de ce rang d'harmonique, l'amplitude des composantes est trop faible pour qu'elles soient gênantes.

* alimentation de Selsyn, étalonnage d'appareil de mesure à redresseur ... etc ...

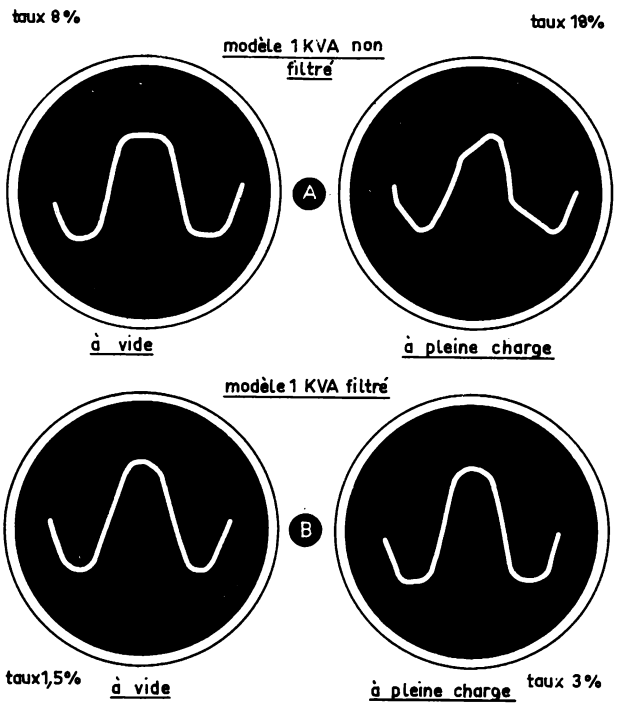


Fig. 153 - Oscillogrammes de la tension fournie par un régulateur SOLA ordinaire (A) et par un modèle filtré par le procédé de la figure 154.

On peut, pour réduire l'amplitude de ces harmoniques, utiliser des dispositifs analogues à ceux exposés dans le chapitre X (fig. 65), mais, étant donné le système en présence, nous pouvons utiliser un neutraliseur fort efficace et préconisé par la Société Française qui construit le «réguvolt» régulateur répondant au principe SOLA (fig. 154). Il est constitué par deux inductances, disposées sur le même circuit magnétique mais séparées par un shunt magnétique destiné à limiter le couplage entre elles à une grandeur assez faible.

Pour expliquer le fonctionnement du système, considérons la réactance du condensateur «C» ; X_0 est sa valeur à la fréquence du réseau, mais, sur les harmoniques 3, 5 et 7, elle devient respectivement égale à $X_0/3$, $X_0/5$ et $X_0/7$. Ceci explique le relèvement des composantes harmoniques du courant traversant le condensateur et, par suite, l'origine de la déformation de la tension apparaissant aux bornes du condensateur puisque: $V_c = X_c \, I_R$.

Pour réduire cette augmentation de courant harmonique on peut imaginer l'emploi d'un élément disposé en série avec le condensateur et dont l'impédance augmenterait avec la fréquence ; c'est le rôle de la self « L_1» .

Ainsi, si l'inductance de L_1 est X_L pour la fréquence fondamentale, elle devient $3X_L$, $5X_L$ et $7X_L$ pour les principaux harmoniques. Le courant résiduel des harmoniques circulant dans la branche du condensateur développe aux bornes de L_1 une tension proportionnelle à l'amplitude et au rang des harmoniques, tension qu'il convient d'éliminer . Pour ce faire, on a recours à l'enroulement L_2, lequel est branché en parallèle sur la partie utile de l'enroulement secondaire L_s et induit *en opposition de phase* dans l'enroulement L_1 une tension qui parachève la neutralisation du courant harmonique résiduel. Cette neutralisation est ajustée par un dimensionnement judicieux du shunt magnétique séparant les enroulements L_1 et L_2 dont les nombres de tours sont choisis également dans ce but par des expériences pratiques .

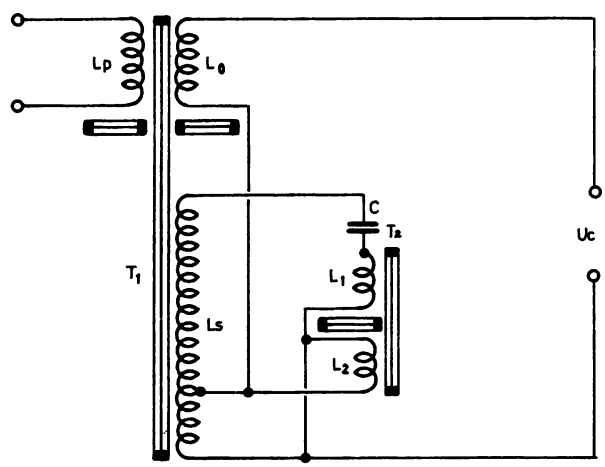


Fig. 154 - Système réducteur de taux d'harmoniques.

L'action combinée des bobines L_1 et L_2 apporte une réduction appréciable du taux d'harmoniques si l'on en juge par les résultats obtenus sur les oscillogrammes de la figure 153 B. Ainsi ce taux passe de 18 % à 3 % environ, à pleine charge, dans un modèle de régulateur protégé par ce système; il faut, par surcroît, souligner que ce chiffre de 3 % est surestimé, car on peut, dans des versions particulièrement soignées, obtenir des valeurs bien plus faibles.

XVI. 12 - EFFET D'UNE VARIATION DE FREQUENCE

Le secteur est généralement considéré comme ayant une fréquence constante. Toutefois, l'Electricité de France, ne garantit pas elle-même une fréquence cons-

tante et, généralement, on assiste à des fluctuations comprises entre ± 0,1 % pour des conditions normales d'exploitation et ± 0,3 % dans des conditions les plus défavorables c'est-à-dire, lors des périodes de pointe ou d'inter-connexion.

Puisque le fonctionnement du système SOLA repose sur une résonance parallèle, si la fréquence du secteur varie, il en résultera immanquablement une perturbation de cette résonance.

Les réactances $L_s \omega$ et $1/C\omega$ varient automatiquement et, par suite, la tension de sortie également .

On assiste à une variation de tension s'effectuant dans le même sens que celle de la fréquence et, quantitativement, celle-là s'avère plus grande que celle-ci. Le taux de variation de tension se situe autour de 2 fois celui de la variation de fréquence et, en effet, dans le même sens que celle-ci.

Un autre aspect - celui-là très intéressant - de la défectuosité du montage régulateur réside ***dans la linéarité de cette variation de tension de sortie.***

Effectivement, comme on peut le voir figure 155, un régulateur SOLA classique voit, pour une variation de fréquence de ± 50 % centrée autour de 50 Hz, sa tension de sortie varier *linéairement* de ± 10 % autour de sa valeur nominale qui est ici de 110 volts.

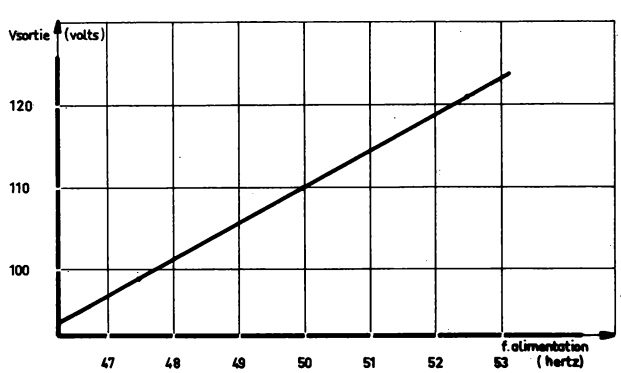


Fig. 155 - Variation de la tension de sortie du régulateur en fonction de la dérive en fréquence de la tension d'alimentation.

Ce facteur « double » n'est évidemment pas une référence, on assiste plus souvent à une multiplication égale à 1 , 8 mais il faut aussi signaler qu'il peut atteindre 2 , 5 comme pour la version française : le Régulvolt. Cette société, afin de réduire l'action de la dérive de fréquence, a imaginé le système protecteur de la figure 156. On utilise ici les propriétés d'un circuit accordé série R_L . L . C associé avec un auto-transformateur à entrefer A_T . Le circuit série est accordé sur la fréquence moyenne du réseau c'est-à-dire 50 Hz. Pour des fréquences plus faibles ce circuit série est capacitif et a

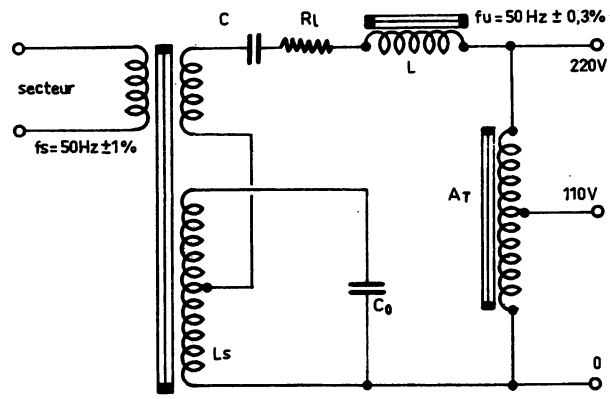


Fig. 156- Dispositif préconisé par Réguvolt pour réduire l'action de dérives de secteur.

tendance à s'accorder avec l'inductance constante - grâce à l'entrefer - de l'autotransformateur ; la tension de sortie a donc tendance à croître alors que normalement elle à tendance à baisser . Pour des fréquences supérieures à 50 Hz, le circuit série est inductif et on *a affaire à un pont diviseur d'inductances* ; la tension de sortie reste beaucoup plus fixe qu'en absence de système correcteur.

Le Régulvolt propose les performances suivantes :

V_s ± 1,5 % , pour des dérives de fréquence de ± 5 %, soit une efficacité de 3,33 , et pour une variation de tension d'entrée de ± 15 %

Ce résultat peut paraître fort convenable d'autant plus que dans la majeure partie des cas pratiques l'action de la dérive en fréquence du secteur peut être négligée devant celle créée par la dérive propre à la tension d'alimentation .

Dans certains cas, au contraire, on recherche la dérive de tension de sortie en fonction de celle de la fréquence et, ceci, surtout à cause de la loi linéaire de variation. Certains utilisateurs, en disposant un voltmètre à zéro décalé à la sortie du régulateur profitent de cette particularité pour transformer ce dernier en fréquencemètre particulièrement sensible. C'est, en particulier, un

système de ce genre qui est utilisé pour contrôler la constance de la fréquence du réseau.

XVI. 13 - PERFORMANCES INDUSTRIELLES

Il reste à considérer le problème de la surcharge du régulateur SOLA. L'efficacité de régulation diminue en effet notamment, lorsque ce type de régulateur débite une trop grande intensité. Il se comporte toutefois très honorablement même pour des puissances de travail relativement importantes.

Afin de fixer les idées quant aux possibilités du système reportons-nous à la figure 157 groupant les résultats obtenus pour diverses charges.

Ainsi, nous pouvons voir que jusqu'à la puissance importante de 500 VA (courbe 3), la charge influe relativement peu sur l'efficacité de régulation - L'échelle des ordonnées est, signalons-le, très dilatée - Cette efficacité se chiffre pour une charge maximum normale de 500 VA:

Pour : $V_{po} = 115$ V et $\Delta V_p = 50$ V

on a : $V_{so} = 114{,}6$ V et $\Delta V_s = 1{,}6$ V

Soit : $$Eff = \frac{\Delta V_p}{V_{po}} \cdot \frac{V_{so}}{\Delta V_s} = 31{,}4$$

Ce chiffre est évidemment remarquable et se passe de tous autres commentaires.

Le système SOLA est sans conteste le meilleur de tous les stabilisateurs de tension secteur, à condition de respecter les dimensions du shunt magnétique et *d'avoir affaire à une charge suffisamment constante et rigoureusement ohmique.*

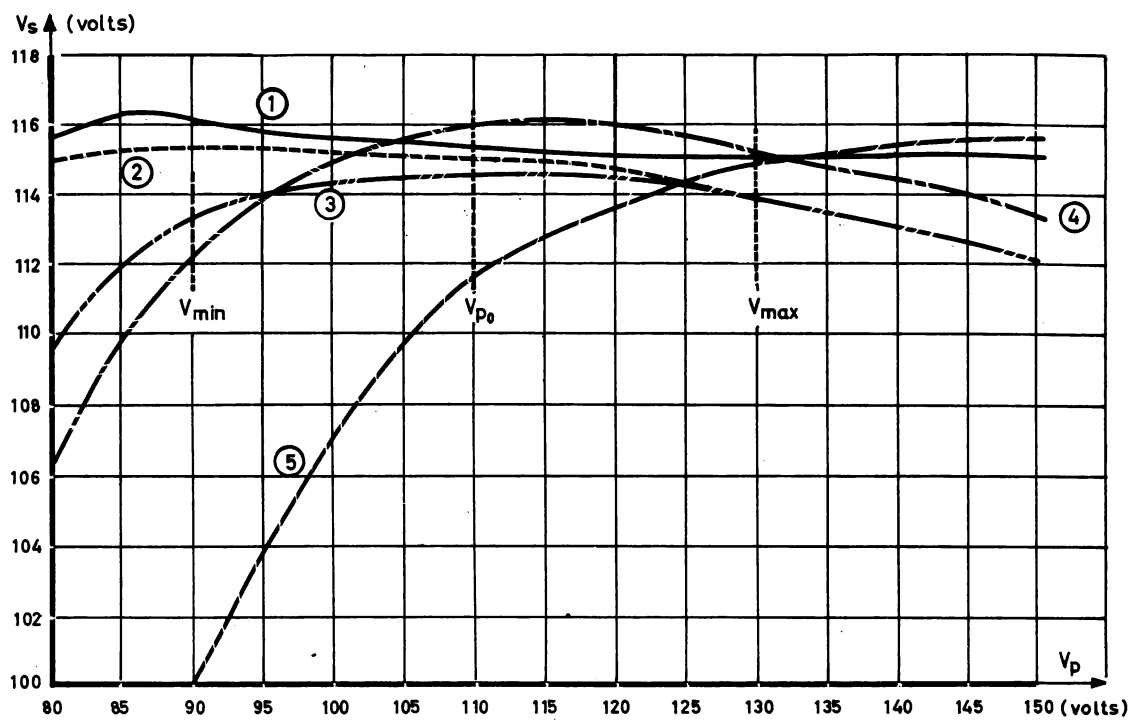


Fig. 157 - Courbe de régulation en tension d'un système SOLA (made in USA) d'une puissance normale de 500 VA.
1) $R_c = \infty$ (à vide) - 2) $R_c = 50\ \Omega$ - 3) $R_c = 25\ \Omega$ (charge normale)
4) $R_c = 20\ \Omega$ - 5) $R_c = 16\ \Omega$ (surcharge).

CHAPITRE XVII

Métrologie usuelle des régulateurs ferro-magnétiques

XVII. 1 - CARACTERISTIQUES D'UNE INDUCTANCE A FER.

Une inductance peut être définie en théorie uniquement par son coefficient d'auto-induction « L » ; mais, technologiquement, cette bobine présente d'autres caractéristiques fondamentales : En dehors de son inductance, nous trouvons évidemment la résistance « r_0 » en continu mais surtout son coefficient de qualité « Q » qui est une variable en fonction de la fréquence *puisque l'inductance et la résistance équivalente aux pertes par effet Joule ne sont pas des constantes*. En effet, nous savons qu'une inductance à fer voit sa grandeur en continu multiplié par la perméabilité relative dynamique des tôles.

$$L_f = \mu_\Delta \, L_{A\,ir} \qquad (1)$$

Or la perméabilité varie beaucoup avec l'induction mais aussi avec la fréquence pour certaines qualités de tôles magnétiques .

Par ailleurs, les pertes dans le fer varient également beaucoup avec la fréquence de travail et avec l'induction des tôles .

En conséquence, si l'on veut définir exactement les propriétés d'une inductance à fer, on mesurera la self et la résistance en continu, ce qui est élémentaire et l'on relèvera les courbes de Q et de μ_f en fonction de l'induction et de la fréquence. L'un pourra évidemment, servir de paramètre à l'autre .

Enfin, ce qui a trait à une inductance à fer concerne également les enroulements d'un transformateur et on pourra les étudier comme tel.

XVII. 2 - MESURE DE LA QUALITE D'UNE BOBINE.

Cette qualité s'exprime par le rapport suivant ...

$$Q = \frac{L\,\omega}{r_{pertes}} \qquad (2)$$

Deux variables en présence : la fréquence et la tension alternative appliquée à la bobine.

Pour obtenir directement le coefficient de qualité dans les conditions qu'on s'est fixés, on peut utiliser un pont universel du commerce lequel comporte un pont de Hay ou de Maxwell et fournit tout de suite, et l'inductance et le coefficient Q . Cet appareil possède en effet ce dernier réglage étalonné directement sur son

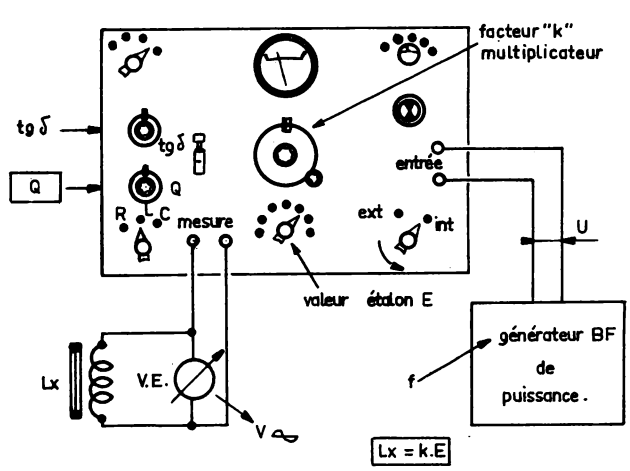


Fig. 158 - Montage permettant d'avoir l'inductance et le coefficient de qualité d'une bobine à la fréquence et à la tension de travail. (le pont universel est un pont 626 Metrix).

cadran en valeur de Q. Il doit toutefois être alimenté extérieurement par un générateur dont on pourra régler le niveau de sortie et sa fréquence (fig. 158), schématiquement il est constitué par le montage de la figure 159.

Il s'agit d'un pont « PQ parallèle » autrement dit un pont de Maxwell dans lequel on obtient les valeurs inconnues par les relations :

$$r_x = \frac{R_1 R_2}{r_e}$$

$$L_x = C_e R_1 R_2$$

$$Q_x = \frac{L_x \omega}{r_x} \quad avec \quad \omega = 2 \pi f$$

Pour obtenir le paramètre de l'induction il suffit d'appliquer la formule de Boucherot:

$$B_{Max} = \frac{V_{\sim} \cdot 10^4}{4{,}44 . f . N . S} \quad avec \begin{cases} B & en\ tesla \\ f & en\ hertz \\ S & en\ cm^2 \\ V_{\sim} & en\ volts \end{cases}$$

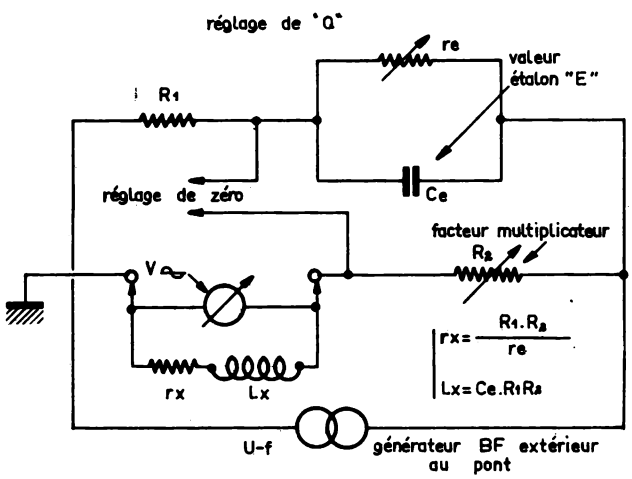


Fig. 159 - Pont d'inductance utilisé dans le pont universel.

Il faut évidemment connaître ici les caractéristiques de l'inductance (nombre de tours « N ») et du circuit magnétique (section de la jambe centrale « S »).

En employant le pont universel on peut par ailleurs obtenir directement la résistance en continu de la bobine; on emploie alors le classique pont de Wheatstone.

Avec les méthodes précitées on peut ainsi trouver des courbes analogues à celle de la figure 160, laquelle montre les variations du coefficient de qualité d'une

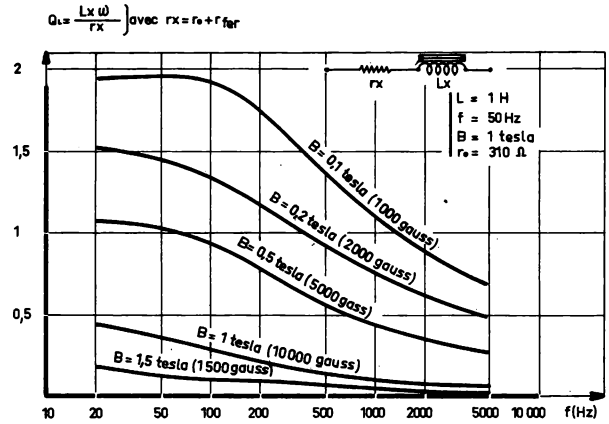

Qx = Lx ω / rx avec rx = re + r fer
rx
Lx
L = 1 H
f = 50 Hz
B = 1 tesla
re = 310 Ω
B = 0,1 tesla (1000 gauss)
B = 0,2 tesla (2000 gauss)
B = 0,5 tesla (5000 gauss)
B = 1 tesla (10000 gauss)
B = 1,5 tesla (15000 gauss)
2
1,5
1
0,5
10 20 50 100 200 500 1000 2000 5000 10000 f(Hz)

Fig. 160 - Exemple de ce qu'on peut obtenir avec la méthode de mesure de la figure 158 avec une inductance à fer de 1 H à 50 Hz et pour B = 1 tesla (10 000 gauss) dans les tôles.

bobine quelconque en fonction de la fréquence et de l'induction.

Il faut signaler que cette bobine possédait un léger entrefer ce qui explique peut-être la forme applatie de la courbe relative à une induction faible (0,1 tesla).

XVII. 3 - MESURE DE LA PERMEABILITE D'UNE TOLE MAGNETIQUE.

1) Différentes méthodes existent utilisant des appareils relativement complexes; on peut utiliser également un pont universel (voir plus loin), mais aussi, certains constructeurs (comme Lemouzy) réalisent des « gaussmètres » qui, par comparaison avec des éléments étalons, peuvent fournir directement l'induction de travail des tôles, leur perméances (inverse de la réluctance) et, par suite, la perméabilité. Toutefois, nous n'expliquerons par leur fonctionnement, leur achat nécessitant des investissements souvent prohibitifs pour des laboratoires non-spécialisés. D'autre part la première méthode que nous préconisons ici est très simple et ne nécessite que l'emploi d'appareils fetro-magnétiques. (à palettes). Il convient, en effet, de connaître exactement les valeurs efficaces des courants et des

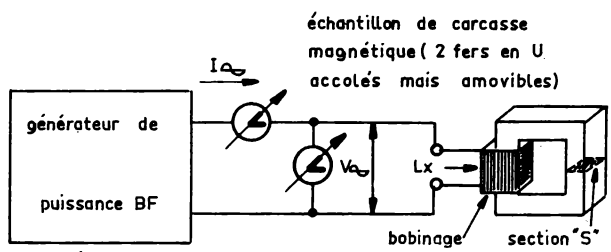


Fig. 161 A - Banc d'essai conseillé pour la mesure de la perméabilité des tôles.

tensions dans la méthode «aval» de la figure 161 A, dans les inductances à fer le courant risque d'être assez déformé lorsqu'on approche de la saturation des tôles, ceci explique la nécessité de l'emploi des appareils ferro-magnétiques

Signalons d'ores et déjà, que pour étudier avec le maximum d'exactitude le comportement des systèmes régulateurs ferro-magnétiques, *il faut proscrire l'usage de voltmètre et d'ampèremètre à redresser et utiliser exclusivement des appareils à palettes.*

2) Pour le cas qui nous préoccupe, on utilisera un voltmètre très résistant, ou bien on choisira la méthode amont, quite à retrancher par la suite la résistance de l'ampèremètre .

Ne tenons pas compte ici des erreurs de mesure, leur calcul ou leur neutralisation pouvant se faire très facilement et très classiquement.

Le but que l'on recherche ici, c'est la connaissance de la perméabilité des tôles dans les conditions normales de travail. Les conditions seront obtenues par l'emploi d'un générateur de puissance BF dont nous règlerons à volonté la fréquence et le niveau de sortie. Le premier paramètre est affiché sur le cadran du générateur; quant au second, il est contrôlé par les appareils de mesure du banc d'essai.

L'échantillon de tôle sera constitué soit d'un tore, soit d'un carré, mais les deux éléments devront se séparer en deux pour permettre l'amovibilité de la bobine. Il faudra bien faire attention de réduire au maximum les entrefers car ceux-ci fausseraient notablement la mesure.

En d'autres termes, on effectuera une mesure d'inductance *sans* les tôles et une autre mesure *avec* ces tôles. On obtiendra évidemment la perméabilité relative en effectuant le rapport :

$$\mu_\Delta = \frac{L_{fer}}{L_{Air}} \qquad (4)$$

Pour connaître les valeurs des inductances on applique la relation suivante :

$$L = \frac{1}{\omega}\sqrt{\left(\frac{V_{\sim}}{I_{\sim}}\right)^2 - r^2} \qquad (5)$$

«r» est la résistance en continu de la bobine lorsqu'on effectue la mesure de l'inductance sans le circuit magnétique ; mais elle devient la resistance des pertes globales (cuivre + tôles) lors de la mesure de l'inductance à fer.

Cette dernière résistance s'obtient par le procédé exposé dans le précédent paragraphe :

$$r_x = \frac{L_x\,\omega}{Q}$$

A ce propos, il coule de source que l'on peut très bien effectuer les mesures d'inductance au pont universel (pont de Maxwell ou de Hay) mais, avec cet appareil, on est souvent limité dans l'accroissement de la tension d'attaque.

3) Le fait d'accoler deux moitiés de carcasse magnétique crée ce qu'on appelle un «joint magnétique». Or, un joint magnétique n'est jamais parfait, il subsiste toujours un entrefer .

Pour que la mesure de la perméabilité soit rigoureusement exacte, il faut compenser la perte de force magnétomotrice dans les joints magnétiques par un apport supplémentaire de flux destiné aux seuls entrefers.

La méthode préconisée par Iliovici dans son perméamètre compense précisément les pertes dans les joints magnétiques. Ce perméamètre a le mérite de permettre des mesures précises (à $\pm$ 1 %) car c'est une méthode de «zéro».

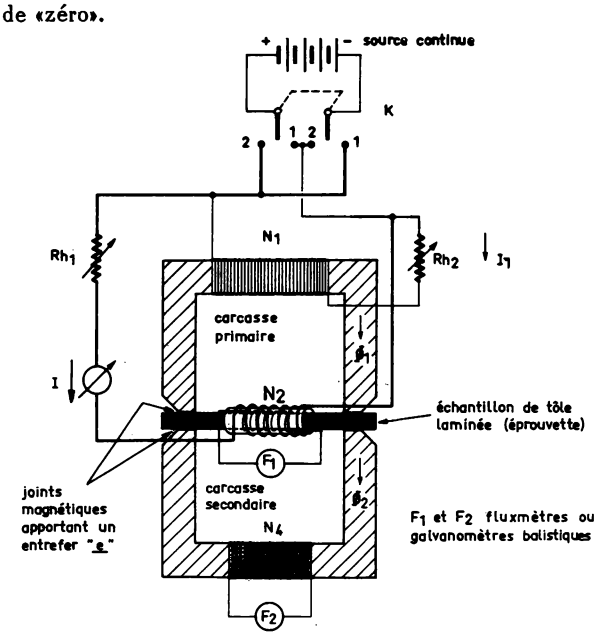


Fig. 161 B - Schéma de principe du perméamètre d'Iliovici permettant de mesurer la perméabilité des tôles d'un échantillon sans qu'il y ait de fuites dans les joints magnétiques.

La figure 161 B résume le principe employé. Entre deux carcasses en U feuilletées, on place un échantillon de tôles laminées et de section rectangulaire.

Cette partie de circuit magnétique - appelée souvent «éprouvette» - sert de couplage entre la carcasse primaire et la carcasse secondaire. On crée ainsi des joints magnétiques d'entrefer «e» et dont il faut supprimer l'influence.

Sur cette «éprouvette» on dispose l'un par dessus l'autre deux bobinages N_2 et n_3 de nombres de tours connus.

L'enroulement N_2 est parcouru par un courant I déterminant un nombre d'ampères-tours $N_2 I$ connus et un flux ϕ indéterminé dans l'échantillon.

Dans la bobine primaire N_1, on injecte un nombre d'ampère-tours suffisant à la production d'un flux ϕ_1 dans les entrefers «e» et dans la culasse primaire.

Les rhéostats R_{h_1} et R_{h_2} ajustent directement les flux ϕ_1 et ϕ et, si l'on s'arrange pour que leur sens soient opposés dans la dérivation constituant l'«éprouvette», il n'y aura aucun flux ϕ_2 dans la carcasse secondaire. On pourra le contrôler aisément en inversant simultanément les polarités de la source continue au moyen de l'inverseur K : aucune tension induite ne doit apparaître dans le circuit de déviation de N_4 et le fluxmètre secondaire F_1 ne doit accuser de déviation sensible.

Cela signifie que le flux ϕ_2 est nul et que par suite $\phi_1 = \phi$ dans les entrefers. Les flux s'opposant, il ne peut se produire de chute magnéto-motrice dans ces entrefers. Cela ne veut cependant pas dire qu'il n'existe pas de flux dans l'échantillon, il faut bien qu'il y ait une induction dans la dérivation pour annuler dans le circuit secondaire, toutes forces magnétomotrices créées par le circuit primaire. Tout se passe comme si l'échantillon formait un tore fermé sur lui-même et aimanté par $N_2 I$ ampères-tours.

Pour mesurer le flux ϕ, on bobine autour de l'échantillon un petit bobinage n_3 que l'on branche sur un fluxmètre. En inversant simultanément les courants I_1 et I par l'inverseur K, il se produit une variation de flux égale à : $\Delta \phi = 2 n_3 \phi$

. On passe bien, en effet, de $+\phi$ à $-\phi$ dans le circuit magnétique ce qui justifie bien le chiffre «2» employé.

Le flux $\Delta \phi$ conduit à définir l'induction dans l'échantillon de section S.

$$B = \frac{\phi}{S} = \frac{\Delta \phi}{2 n_3 S}$$

$\Delta \phi$ = lecture du fluxmètre en Weber
S = section des tôles en m^2
B = induction en tesla

Considérons un exemple pratique dans lequel on ait :

$I = 0{,}5$ A ; $N_2 = 50$ tours ; $n_3 = 20$ tours et

$S = 10^{-4} m^2$ (1 centimètre au carré)

Lors de l'inversion du contacteur, les fluxmètres accusent les déviations suivantes :

$F_1 \longrightarrow \Delta \phi = 2$ milli-Weber

$F_2 \longrightarrow \Delta \phi' = 0$ (l'équilibre est donc bien obtenu)

Il vient par conséquent :

$$B = \frac{2.10^{-3}}{2.20.10^{-4}} = 0{,}5 \text{ tesla (5000 gauss)}$$

Le champ magnétisant se calcule comme suit

$$H = \frac{N_2 I}{l}$$

formule dans laquelle "l" représente la longueur de la ligne de force magnétique. En l'occurence, comme l'échantillon se comporte comme un circuit magnétique fermé, «l» est dimensionné par la longueur de l'échantillon lui-même.

Il vient, donc, si l'on pose $l = 10$ centimètres

$$H = \frac{50 . 0{,}5}{10^{-1}} = 250 \, At/m$$

A partir de l'induction B et du champ H, il est facile d'obtenir maintenant la perméabilité absolue du matériau testé :

$$\mu_A = \frac{B}{H} = \frac{0{,}5}{250} = 2.10^{-3} \, H \, m^{-1}$$

Comme la perméabilité du vide s'élève à $4\pi \, 10^{-7} H m^{-1}$ il nous est commode d'établir la valeur de la perméabilité relative :

$$\mu_r = \frac{\mu_A}{\mu_0} = \frac{2.10^{-3}}{4\pi \, 10^{-7}} \# 1600$$

Nous avons affaire ici à un excellent matériau magnétique, parfaitement apte à être utilisé dans la réalisation des régulateurs ferro-magnétiques.

4) Quelles que soient les méthodes de mesure employées, on aboutit à des caractéristiques analogues à celles de la figure 162. Il a été choisi ici des tôles spéciales en matériau très perméable : le *permalloy B* (fig. 163).

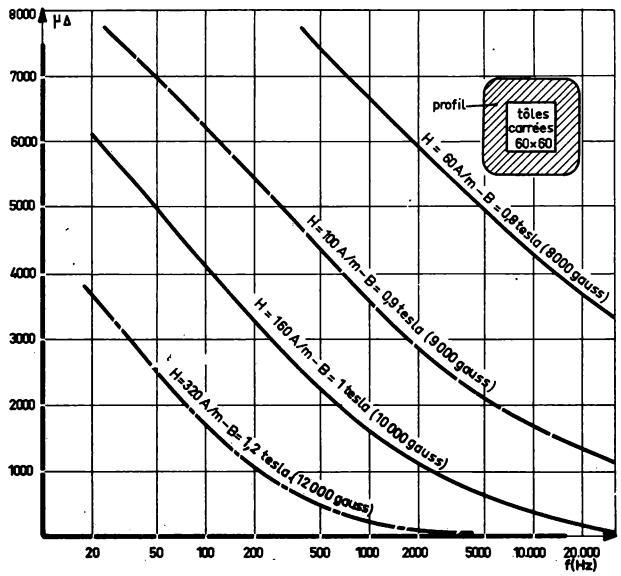


Fig. 162 - Courbe de perméabilité des tôles de permalloy type B de 35/100e d'épaisseur.

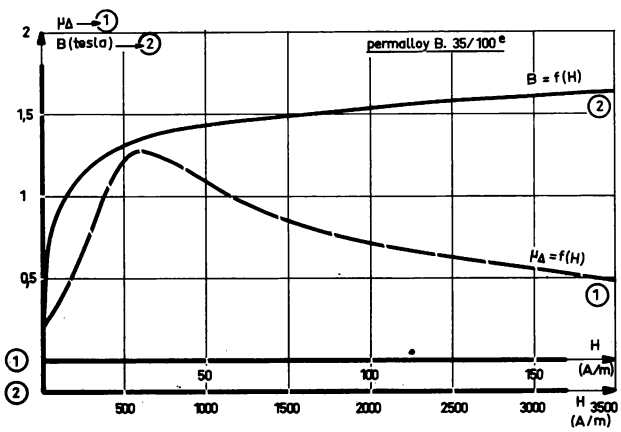


Fig. 163 - Caractéristiques magnétiques du permalloy type B.

En effet, la méthode précédente peut s'appliquer à n'importe quel type de matériau et même, moyennant certaines précautions, aux tôles spéciales ; pour les fréquences élevées ($f > 1\,000$ Hz) on remplacera toutefois les appareils ferro-magnétiques par des voltmètres électroniques. La distorsion sera moins gênante à ces fréquences et l'on pourra admettre la qualité des mesures.

5) Si les pertes dans les tôles sont trop grandes, aux fréquences élevées, on utilisera de préférence la méthode de la figure 164. Elle consiste à faire entrer en résonance la composante selfique de la bobine avec un condensateur que l'on ajustera à la grandeur convenable par le truchement d'une boîte à décades. La résonance se traduit par une surtension qui est contrôlée par un voltmètre électronique et qu'il faut régler, en agissant sur le niveau de la sortie du générateur, pour obtenir l'induction désirée.

On a évidemment :

$$L = \frac{1}{C\,\omega^2} \qquad (6)$$

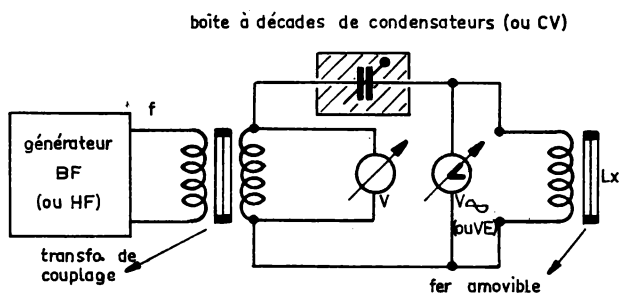


Fig. 164 - Autre procédé permettant de mesurer l'inductance d'une bobine à fer. En H.F. ($f >$ 10 kHz) on remplace ici le voltmètre ferro-magnétique par un voltmètre électronique.

Cette méthode s'avère très intéressante car elle fait, lors des calculs, abstraction des pertes ohmiques. Par ailleurs, on peut obtenir aisément une grande induction, avec un générateur à relativement faible puissance, ceci grâce à la surtension créée par le système. Enfin, c'est la seule méthode qui soit précise aux fréquences élevées.

Il conviendra toutefois de noter avec précision le maximum sur le voltmètre $V_{\sim}$ car, si les pertes sont grandes, ce maximum risque d'être assez flou.

Par ailleurs, pour les tôles spéciales notamment, les perméabilités étant très grandes, les inductances L_{air} et L_{fer} seront très dissemblables ; si l'on doit effectuer les deux mesures à la même fréquence les réactances d'induction seront aussi très différentes comme c'est le cas et, dans la première méthode (méthode Amont-Aval), cela conduira à des courants consommés également dissemblables ; on démontrerait que

dans ces conditions des erreurs de mesures sont à craindre .

Par contre, avec la méthode de la résonance, on peut très bien effectuer une fois pour toutes la mesure de l'inductance à air (tôles retirées), à une fréquence quelconque, de préférence celle qui permet d'obtenir une résonance très sélective. En effet, l'inductance à air ne varie pas, ni avec la fréquence, ni avec l'induction .

Il reste alors simplement à effectuer la mesure de l'inductance à fer en fonction de la fréquence et pour diverses inductions. Il suffit, pour finir, de calculer le rapport L_{fer}/L_{air} pour avoir la perméabilité μ_Δ à la fréquence désirée.

6) C'est par cette méthode qu'a été obtenue la figure 162 et, dans ces caractéristiques, on pourra remarquer en passant, la décroissance rapide de la perméabilité en fonction de l'induction, d'une part, et d'autre part, en fonction de la fréquence. Pour des applications nécessitant une perméabilité constante, il faut, pour ce type de matériau (Permalloy B), réduire beaucoup l'épaisseur des tôles; ainsi, avec des tôles de 5/100e de millimètre, la perméabilité reste constante jusqu'à 30 kHz (μ_Δ = 0,15 à 1 tesla), comme le montre la courbe de la figure 165 . Il faut signaler que cette figure fournit aussi l'allure générale de la perméabilité d'une tôle magnétique en fonction de la fréquence, car les caractéristiques de la figure 162 sont particulières aux tôles de Permalloy B, de 35/100e d'épaisseur. Dans cette figure les caractéristiques sont parallèles ; ceci est dû au rapprochement des inductions (0,8 à 1,2 tesla) car généralement, les courbes devraient se redresser quand l'induction décroît; ceci se serait produit vers 0,3 à 0,5 tesla lorsque la perméabilité passe une valeur maximum.

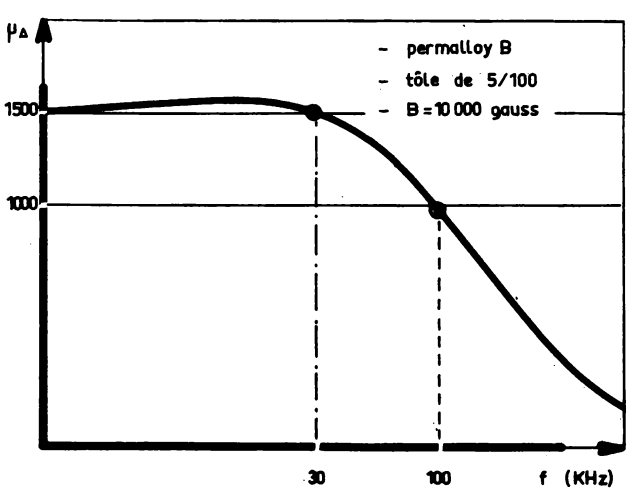


Fig. 165 - Allure générale de la courbe de la perméabilité d'une tôle en fonction de la fréquence.

7) Pour des mesures aux fréquences relativement élevées (f > 50 kHz), on pourra également utiliser un *Q* - mètre. Ce dernier pourra fournir les deux inductances, avec et sans fer, mais à la condition que les tôles aient de faibles pertes et que l'inductance puisse évidemment s'accorder avec le condensateur variable du *Q* - mètre. C'est ce dernier qui limite beaucoup l'emploi de cette méthode.

XVII. 4 - CARACTERISTIQUES D'UN TRANSFORMATEUR SATURE.

L'étude d'un transformateur saturé se fait, quant aux enroulements, de la même manière que pour une inductance à fer. En utilisant les méthodes classiques et celles indiquées dans les précédents paragraphes, on peut donc aisément mesurer les résistances et inductances des enroulements; on peut également connaître la perméabilité des tôles et la qualité des enroulements en réalisant les bancs d'essais des précédents paragraphes.

Pour définir le fonctionnement d'un transformateur il faut aussi connaître le rapport de transformation et la mutuelle-inductance; quant aux courbes caractérisant la qualité du transformateur saturé, on en distingue deux principales : celle des pertes dans le fer et celle du rendement ; la première est établie en fonction de l'induction dans les tôles et la seconde, en fonction de la puissance consommée dans la charge.

Il existe évidemment d'autres essais à effectuer sur un transformateur, mais dans le domaine des transformateurs saturés, ceux énoncés plus haut s'avèrent suffisant pour caractériser leurs performances.

XVII. 5-MESURE DU RAPPORT DE TRANSFORMATION

1) Il peut être calculé simplement en effectuant le rapport des indications des voltmètres placés au primaire et au secondaire du montage de la figure 166. On a alors:

$$m = \frac{U_s}{U_p} \qquad (7)$$

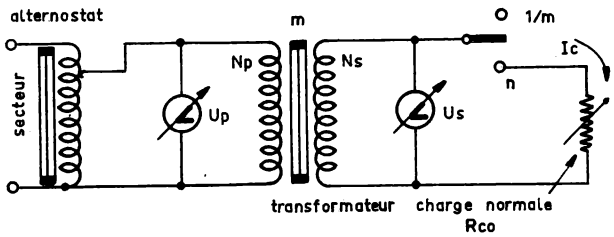


Fig. 166 - Montage élémentaire de mesure du rapport de transformation.

Pour que cette méthode soit vraisemblable c'est-à-dire qu'elle fournisse un rapport identique au rapport des nombres de spires il faut que le rendement du transformateur soit égale à $\eta = 100\ \%$. Dans le cas contraire, on inclut le rendement dans l'expression du rapport de transformateur.

Il faut signaler que cette méthode conviendrait, si l'on voulait connaître le rapport [illegible] charge ; dans ces conditions, on ferait débiter le transformateur sur la résistance de charge normale.

La formule serait généralement celle-ci :

$$n = \frac{U_p}{U_s} \qquad (8)$$

Mais vis-à-vis du vrai rapport on aurait la relation :

$$n^2 = \eta / m^2 \qquad (9)$$

2) Généralement on préfère employer la méthode de zéro suivante. Cette mesure doit s'effectuer à vide, avec une tension primaire suffisamment faible pour que l'induction dans les tôles n'entraîne que très peu de pertes dans le fer, bref, en s'efforçant de réduire au maximum les pertes par effet Joule. On utilise généralement la méthode de zéro de la figure 167. Le transformateur doit être disposé de telle manière que le

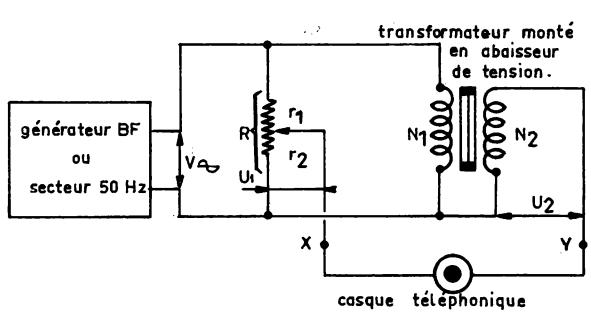


Fig. 167 - Montage préconisé pour mesurer le rapport de transformation.

générateur débite sur l'enroulement possèdant le nombre de spires le plus élevé. Le sens de l'enroulement adverse doit être, par ailleurs, choisi de telle façon que les tensions existant en X et en Y soient en phase.

En ajustant le potentiomètre R, il est possible de régler la tension en X jusqu'à ce qu'elle soit identique à celle apparaîssant en Y.

$$U_1 = U_2$$

Il va de soi qu'alors le casque téléphonique ne fournit plus aucun son : *On a obtenu le «zéro»* et il s'en suit les évidentes égalités suivantes :

$$U_1 = V_{\sim} \cdot \frac{r_1}{r_1 + r_2} = U_2 = mV_{\sim}$$

Nous tirons finalement la formule donnant le rapport de transformation calculé par la simple mesure de résistances :

$$m = \frac{N_2}{N_1} = \frac{r_1}{r_1 + r_2} \qquad (10)$$

Il reste évidemment à définir le sens de branchement du transformateur et d'identifier les enroulements N_1 et N_2 à N_p et N_s.

Si le transformateur est abaisseur, le rapport de transformation sera bien celui fourni par la formule (10). S'il est élévateur, le vrai rapport sera égal à $1/m$.

XVII. 6 - MESURE DE LA MUTUELLE INDUCTANCE.

1) Là aussi, diverses méthodes peuvent être préconisées à commencer par la plus classique, celle qui consiste à mesurer l'inductance globale des enroulements primaire et secondaire placés en série, tantôt avec une addition des flux, tantôt avec une soustraction de ces flux .

Considérons en effet le montage de la figure 168. Si nous mesurons l'inductance globale L_1 au pont universel, nous trouverons en 1 :

$$L_1 = L_p + L_s - 2M \qquad (11)$$

Il s'agit évidemment, d'une soustraction de flux .

Dans le cas du schéma 2 , on a addition de flux :

$$L_2 = L_p + L_s + 2M \qquad (12)$$

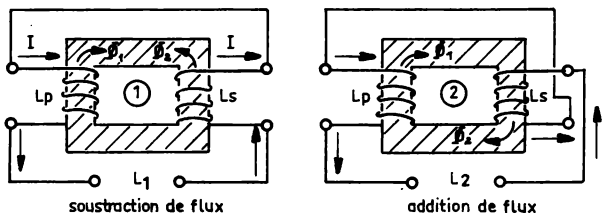


Fig. 168 - Principe de la mesure de la mutuelle induction par addition et soustraction de flux.

Des relations (11) et (12) il ressort :

$$M = \frac{L_2 - L_1}{4} \qquad (13)$$

Cette méthode de mesure n'est intéressante que si la mutuelle présente une grandeur voisine de L_1 et de L_2, ce qui est souvent le cas avec les transformateurs industriels. Dans le cas contraire, la différence « $L_2 - L_1$ » serait faible et risquerait d'entraîner des erreurs de mesures.

Enfin, il faut faire des mesures d'inductances dans les conditions normales de travail, autrement dit, il s'avère nécessaire de contrôler la tension primaire à l'aide d'un voltmètre.

2) Un moyen plus précis est à préconiser figure 169. Le condensateur C (une boîte à décade) s'accorde ici avec la mutuelle puisque se trouvant en effet, directement en série avec cette dernière (fig. 145). On a affaire alors à une résonance série, la branche parallèle de couplage présente dans ce cas une impédance très

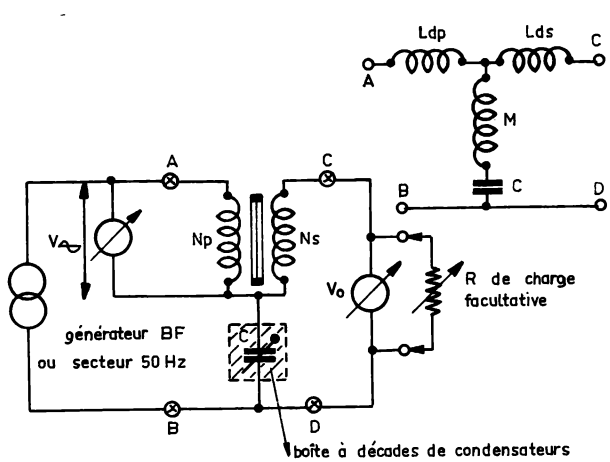


Fig. 169 Moyen permettant de mesurer la mutuelle entre les deux enroulements d'un transformateur.

faible, voisine du court-circuit, et, à l'accord, le voltmètre V_o indique une déviation minimum, sinon nulle.

Il ressort de ces considérations la relation suivante :

$$M = \frac{1}{C\,\omega^2} \qquad (14)$$

Cette méthode est assez précise car il s'agit d'une méthode de zéro. Un contrôle de la tension primaire est évidemment conseillé si l'on veut connaître la mutuelle dans les conditions normales de fonctionnement, c'est le but du voltmètre $V_{\sim}$. De même, il sera peut-être nécessaire de faire débiter le transformateur; c'est le but de la résistance de charge.

3) Si la mutuelle est trop faible devant les inductances du primaire et du secondaire, on ne peut utiliser la première méthode car trop imprécise.

Quant à la seconde méthode, elle s'avère aussi délicate dans ces conditions. On utilisera alors de préférence le pont de Carey-Foster de la figure 170. Il s'agit en réalité d'un pont de Hay mais l'inductance est ici l'inductance mutuelle; ceci est obtenu en disposant le transformateur dans une branche de telle manière qu'un enroulement *vient en série avec le détecteur de zéro.* Si l'on remplace le transformateur par son schéma équivalent (fig. 170) on voit tout de suite que la mutuelle occupe la bonne place dans le pont puisqu'on peut presque toujours négliger les inductances de dispersion "L_{dp}" et "L_{ds}".

Pour les transformateurs utilisés dans les régulateurs SOLA, la réactance de fuite étant relativement grande, il peut être nécessaire de compenser l'inductance L_{dp} par un condensateur variable disposé en *parallèle* sur la résistance R_2.

A l'équilibre du pont, c'est-à-dire lorsque le détecteur n'accuse plus aucune déviation, on a la relation habituelle des ponts de Hay :

$$M = R_2 R_3 C_1 \qquad (15)$$

Là encore, pour que la méthode soit compatible, il faut dimensionner normalement la tension primaire. Le voltmètre $V_{\sim}$ permet ainsi de vérifier si la mesure s'effectue dans les conditions normales de fonctionnement.

A noter enfin, l'avantage essentiel de cette méthode :

la résistance R_3 peut être étalonnée directement en valeur de mutuelle inductance.

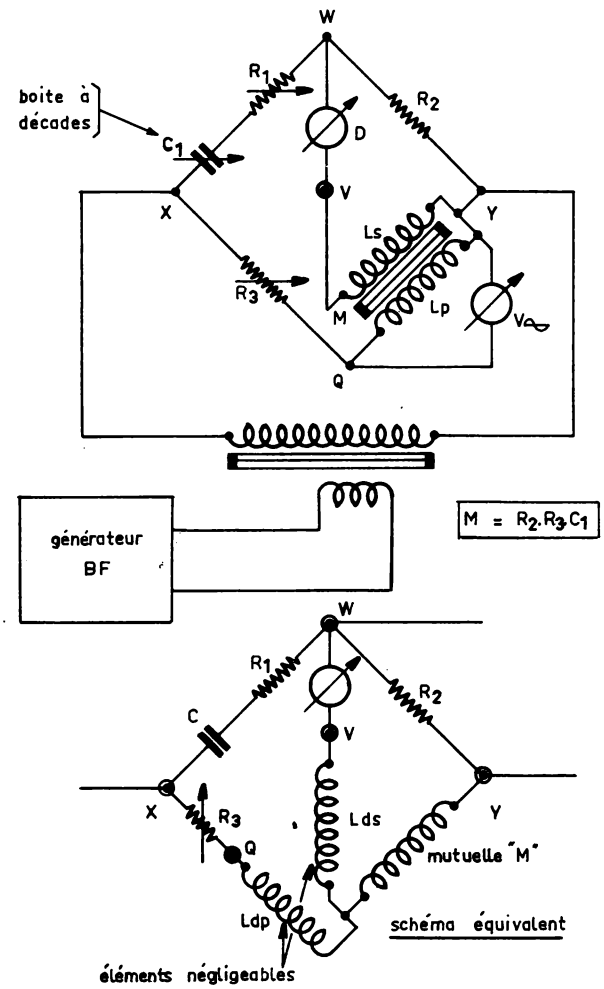


Fig. 170 - Pont de Carey-Foster.

XVII. 7 - PERTES DANS LE FER ET DANS LE CUIVRE.

1) La connaissance des pertes dans le fer caractérise également la qualité de l'échantillon de tôle utilisé.

Il s'agit, en fait, de relever la courbe des pertes dans le fer par kilogramme de tôle en fonction de l'induction. Or, ceci peut très bien se calculer à partir de la courbe des pertes dans le fer établies en fonction de la tension appliquée à l'enroulement considéré. Le poids de la carcasse magnétique soumise aux essais peut, en effet, soit se mesurer avec l'aide d'une balance, soit se calculer à partir d'un abaque, si l'on connait la forme et la densité des tôles (l'abaque 45). Par ailleurs, la valeur de l'induction se calcule part la classique loi de Boucherot :

$$B_{tesla} = \frac{U}{4{,}44 \cdot 10^{-8} \cdot N S f}$$

U en volt

S en cm^2

f en Hz

Il suffit pour ce faire de mesurer la tension $U_{\sim}$ et de connaître les caractéristiques de l'enroulement.

Les pertes dans le fer peuvent se mesurer directement avec des appareils spécialisés tel que l'appareil *Epstein - Armagnat* qui contrôle à la fois les pertes dans le fer et l'induction, mais elles peuvent aussi se mesurer à partir d'un simple wattmètre par le procédé que nous allons décrire. Il faut toutefois reconnaître auparavant la loi de variation des pertes dans le cuivre, nous verrons pourquoi tout à l'heure.

2) Les pertes dans le cuivre se calculent à partir des résistances des enroulements et en fonction des courants traversant ces enroulements et élevés à la puissance deux :

$$P_{cuivre} = R_p I_p^2 + R_s I_s^2$$

Mais dans un transformateur classique, on a :

$$I_p = m I_s$$

ce qui fait que la puissance perdue dans le cuivre suit une loi du carré lorsqu'elle est exprimée en fonction du courant secondaire :

$$P_{cuivre} = (m^2 R_p + R_s) I_s^2 \qquad (17)$$

La courbe de la figure 171 montre bien une allure analogue à celle d'une loi mathématique $y = ax^2$ classique.

Pour vérifier pratiquement cette loi de variation, on peut utiliser le montage de la figure 172.

Rappelons que nous avons déjà évoqué cette méthode lors de la construction du triangle de Kapp (fig.70 chapitre 10).

On dispose au secondaire un ampèremètre à très faible résistance interne, afin de faire travailler le transformateur en court-circuit. Ainsi on atteindra le courant secondaire *normal* sans qu'il soit besoin de disposer aux bornes du primaire d'une tension alternative im-

portante. Si cette dernière est suffisamment faible, *on peut alors négliger les pertes dans le fer devant celles perdues dans le cuivre*. Ces pertes seront mesurées avec un wattmètre électrodynamique sensible disposé dans le primaire du transformateur.

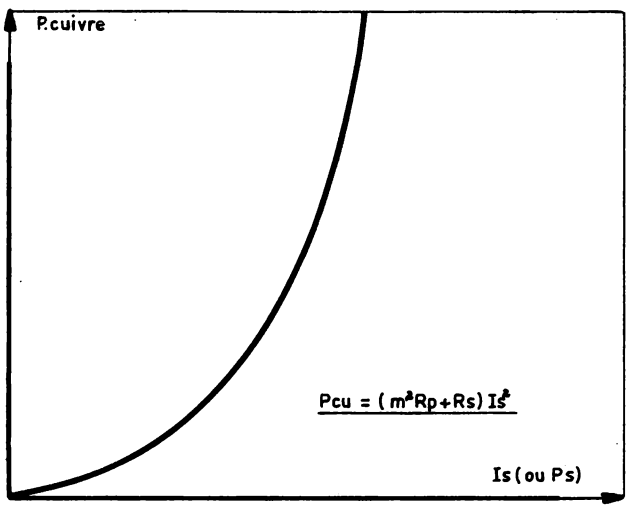


Fig. 171 - Loi de variation des pertes dans le cuivre en fonction du courant dans la charge ($y = ax^2$).

Cette méthode de mesure a l'avantage de fournir les pertes dans le cuivre à la fréquence de travail : que ce soit du 50 Hz ou du 400 Hz, le wattmètre fournira-s'il fonctionne aux fréquences élevées - la vraie valeur.

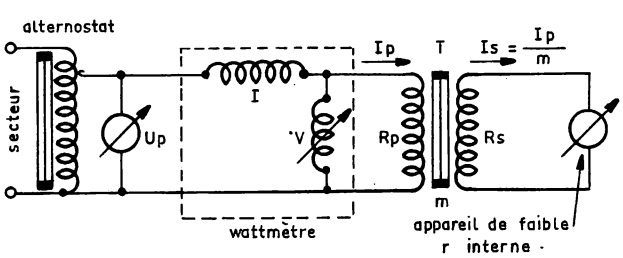


Fig. 172 - Système permettant la mesure des pertes dans le cuivre d'un transformateur. (voir, aussi, système de Kapp de la figure 70).

Il ne peut en être de même *si l'on calcule* la puissance perdue dans le cuivre à partir des résistances d'enroulement *mesurées forcément en continu*. On peut, surtout aux fréquences élevées, constater de légères différences à cause de l'effet de peau qui n'est jamais totalement négligeable même à 50 Hz et qui peut notamment se faire sentir pour des enroulements à fil très fin.

Il reste néanmoins l'erreur de mesure créée par la faible induction et celle apportée par les propres appareils de mesure. Aussi, l'emploi du banc d'essai de la figure 172 ne se justifie en réalité que si on ne connaît pas le rapport de transformation nécessaire pour appliquer la formule (17). De l'observation de la figure 171 il découle un fait important : ***en fonction de la puissance secondaire les pertes dans le cuivre suivent aussi une loi du carré***. En effet dans la relation (17) on peut remplacer le courant par une expression établie en fonction de la puissance secondaire :

$$I_s = \frac{P_s}{\sqrt{R_c}}$$

D'où finalement :

$$P_{cuivre} = \frac{m^2 R_p + R_s}{R_c} P_s^2 = k P_s^2 \qquad (18)$$

Le coefficient k est une constante .

4) La mesure des pertes dans le fer se fait le plus simplement du monde en plaçant un wattmètre sensible entre une source alternative variable et un enroulement quelconque *mais connu* du transformateur, les autres enroulements étant «en l'air» (fig. 173).

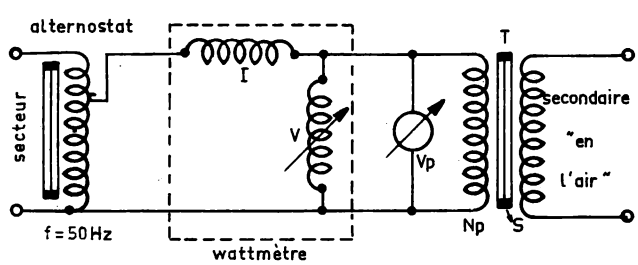


Fig. 173 - Montage permettant de déterminer les pertes dans le fer.

En rendant variable la tension primaire avec l'aide d'un autotransformateur variable, le wattmètre fournit la consommation *active* de l'inductance ainsi étudiée. Pour avoir rigoureusement les pertes dans les tôles, il suffira de retrancher à l'indication de l'appareil les pertes par effet Joule *dans l'enroulement pris isolément*

et la propre consommation du wattmètre. On aboutit alors à la courbe de la figure 174 A. On remarquera encore une progression quadratique car on démontre que les pertes dans les tôles *sont sensiblement proportionnelles* au carré de l'induction:

$$P_{fer} \neq \alpha B^2_{max} \qquad (B_{max} \text{ en tesla}) \quad (19)$$

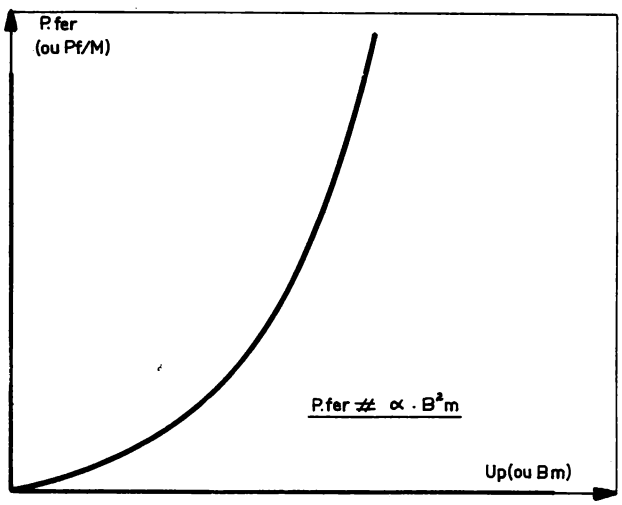


Fig. 174 A - Allure de la courbe des pertes dans le fer.

Le coefficient α est évidemment fort complexe et dépend essentiellement du métal employé. Généralement c'est la mesure par le précédent procédé qui détermine ce coefficient pour un type de tôle donné. Pour des tôles ordinaires on l'évalue à :

$$3 < \alpha < 6 \qquad W/kg/T_s^2$$

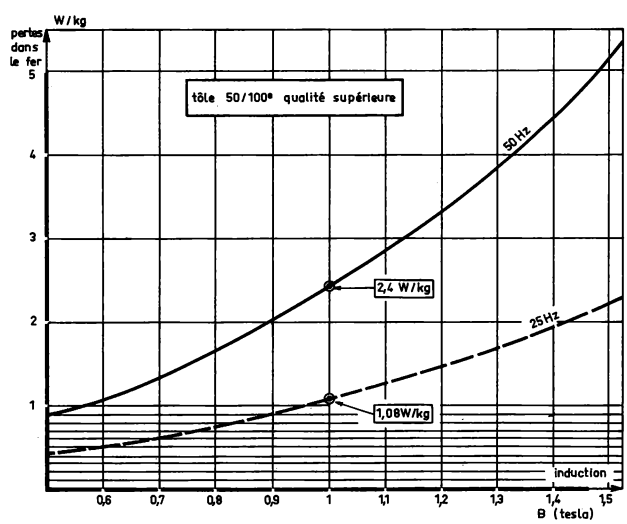


Fig. 174 B - Action de la fréquence sur les pertes dans le fer.

La courbe 174 B donne, pour définir, un exemple de variation des pertes dans le fer pour différentes fréquences, avec pour variable, l'induction dans les tôles.

5) - Dans la méthode exposée précédemment, il faut retrancher de l'indication du wattmètre les pertes dans le cuivre et la propre consommation des appareils de mesure. Pour s'affranchir des calculs, le système dérivé du principe d'Epstein et indiqué figure 174 C préconise une séparation des circuits ampéremétrique et voltmétrique dans le wattmètre. Sur une carcasse magnétique équipée des tôles dont on veut connaître les pertes dans le fer, on dispose deux enroulements de même nombre de spires (a). L'une des bobines est réalisée avec du gros fil, elle est destinée à produire l'induction dans les tôles ; cette induction est ajustée au moyen d'un alternostat qui règle la tension du réseau alternatif à la valeur souhaitée, il s'agit de l'en-

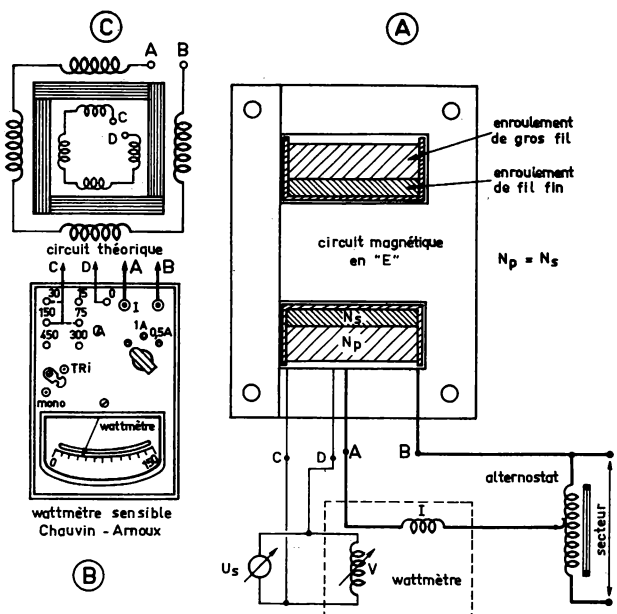


Fig. 174 C - Montage d'Epstein permettant de relever avec le minimum d'erreur la courbe des pertes dans le fer d'une tôle.

roulement *magnétisant* . L'autre enroulement, en fil fin, placé contre le circuit magnétique, sous l'autre enroulement, fournit une tension qui alimente le voltmètre et l'enroulement voltmétrique du wattmètre.

Pour réaliser cette mesure, on fera appel à un voltmètre très résistant et à un wattmètre sensible (genre wattmètre astatique Chauvin-Arnoux (b)); cette dernière devra comporter un enroulement voltmétrique très résis-

tant et un enroulement ampèremétrique à très faible chute interne ; de plus, il doit se montrer insensible devant l'action des champs extérieurs (propriété astatique). De ce fait, on peut négliger le courant consommé dans le circuit secondaire et admettre que la tension mesurée sur le voltmètre est rigoureusement fonction de l'induction.

La tension appliquée sur le wattmètre est donc bien la tension primaire diminuée de la chute ohmique dans l'enroulement magnétisant. Les pertes dues au cuivre ne sont pas comprises dans la puissance mesurée au wattmètre.

L'indication portée par cet appareil correspond uniquement aux pertes magnétiques P_{fe}. Pour avoir les pertes au kilogramme on divisera cette mesure par le poids des tôles utilisées dans l'échantillon testé. Pour avoir l'induction, il suffit d'appliquer la loi bien connue :

$$B_{max} = \frac{U_s}{S N_s \omega}$$

U_s en volt maximum
S en m^2
ω en $Rd/_s$

C'est de cette façon qu'ont été relevées les courbes de la figure 174 B. Une remarque doit être toutefois formulée quant à la manière de réaliser pratiquement ces mesures. Nous avons représenté figure 174 C - d une application utilisant un circuit magnétique usuel, de section "S" dans sa jambe centrale. En réalité, nous mesurons les pertes *pratiques* du circuit et non les pertes *du matériau*. En effet, pour connaître ces dernières il faut rendre uniforme le champ dans le matériau et supprimer l'action des entrefers et des joints magnétiques. Pour ce faire, on fait appel au montage original d'Epstein qui partage les enroulements N_p et N_s en quatre bobines montées sur quatre échantillons de tôle identiques comme on le montre en (c).

6)- Les pertes dans le fer se départagent en pertes par «courants» de Foucault et en pertes par hystérésis. Les premières sont proportionnelles au carré de la fréquence tandis que les secondes sont proportionnelles au nombre de cycles d'aimantation par seconde.

L'appareil d'Epstein fournit donc rigoureusement :

$$P_{fe} = P_{hy} + P_{fou}$$

... à la fréquence «f» de mesure considérée.

A d'autres fréquences, les mesures sont évidemment différentes mais il conviendra de signaler que dans les chiffres obtenus, une certaine proportion résulte d'une composante variant avec le carré de la fréquence.

Appelons P_{fe}' la puissance totale perdue dans le fer à une fréquence «f'» supérieure à celle «f» du cas ci-dessus. Par rapport aux puissances trouvées, il vient :

$$P_{fe}' = P_{hy} \frac{f'}{f} + P_{fou.} \cdot \left(\frac{f'}{f}\right)^2$$

Puisque les fréquences sont connues, des deux équations précédentes, il peut être tiré facilement les proportions de P_{hy} et de P_{fou}. Ainsi, en se reportant à la figure 174 B, nous savons que ce type de tôle perd 2,4 watts par kg à 50 Hz pour B = 1 tesla et 1,08 W/kg à 25 Hz.

D'un calcul élémentaire il ressort,

P_{hy} = 1,92 W/ kg
$P_{fou.}$ = 0,48 W/ kg
} à 50 Hz

XVII. 8 - COURBES DU RENDEMENT D'UN TRANSFORMATEUR.

Par définition, le rendement d'un transformateur s'exprime par le rapport de la puissance recueillie sur la charge et de la puissance *active* réelle consommée par le primaire:

$$\eta = \frac{P_s}{P_p}$$

On a évidemment les relations suivantes

$$P_p = U_p I_p \cos \varphi$$

$$P_s = R_c I^2 = V_c I_c$$

Si la charge est résistante, alors qu'on peut se contenter d'appareils ferro-magnétiques pour calculer la puissance secondaire, il faut donc faire appel à un wattmètre pour obtenir la puissance primaire. Le facteur de puissance du transformateur n'est, en effet, pas forcément égal à l'unité ce qui explique l'emploi du wattmètre dans le banc d'essai de la figure 175. Dans un but de simplification on peut, si l'on possède un 2e wattmètre ou

si la charge n'est pas ohmique, remplacer les appareils ferro-magnétiques par un wattmètre.

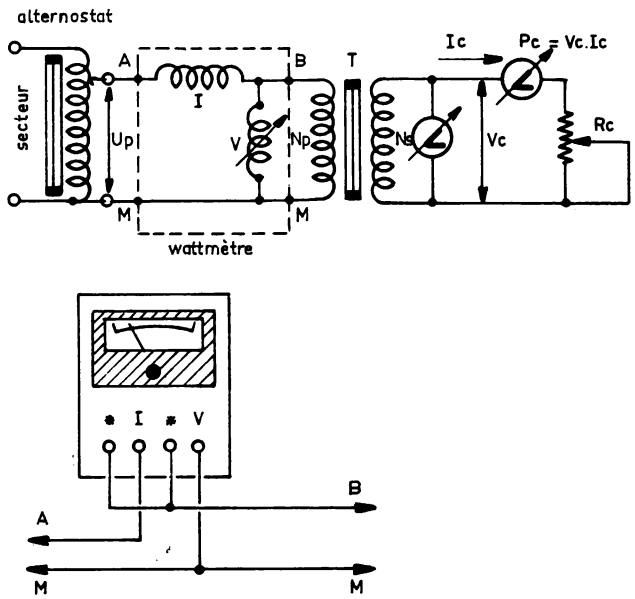


Fig. 175 - Montage permettant le relevé de la courbe du rendement en fonction de la consommation dans la charge.

La courbe du rendement d'un transformateur présente une courbure bien caractéristique : (fig. 176). Pour une tension primaire constante et égale à la valeur normale la puissance perdue dans les tôles reste constante ; par conséquent, si la puissance consommée par la charge est faible, ou par exemple, du même ordre que celle perdue dans le circuit magnétique, le rendement

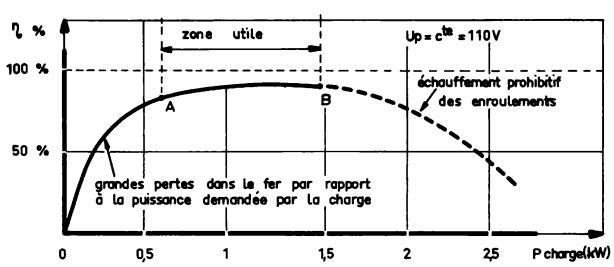


Fig. 176 - Exemple d'une courbe de rendement d'un transformateur (tension primaire constante et égale à la valeur normale).

va tomber à des valeurs inférieures ou égales à 50 %. Ceci explique la forme de la montée OA dans la courbe de la figure 176. Lorsque les pertes dans le cuivre et dans le fer vont s'équilibrer et devenir faibles devant la puissance consommée dans la charge, on assiste à une certaine constance de la valeur du rendement. Cette constance n'est en réalité qu'un maximum car il paraît évident, lors d'un débit secondaire exagéré, que le rendement va décroître. En effet, la chute ohmique va alors augmenter dans des proportions inquiétantes, à cause de l'échauffement prohibitif des enroulements, ceci justifie qu'on ne relève jamais la partie BX de la courbe d'où son tracé en pointillé.

L'action de la tension primaire du transformateur est aussi prépondérante, comme tout ce qui peut jouer sur le rapport P_{cuivre} / P_{fer} .

On sait, en effet, que le transformateur ne fonctionne dans les meilleures conditions que si les pertes dans le fer et dans le cuivre s'égalisent. Ceci se démontre assez bien: décomposons l'expression du rendement :

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_{cu} + P_{fe}} \qquad (20)$$

.... qui se transforme comme suit :

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_{cu}}{P_s} + \frac{P_{fe}}{P_s}}$$

Or, cette relation n'est *maximum* que si la somme

$$\frac{P_{cu}}{P_s} + \frac{P_{fe}}{P_s} \quad \text{est } \textit{minimum}$$

Or, on a démontré dans le précédent paragraphe que

$$P_{cu} = k\, P_s^2$$

La somme précédente devient donc :

$$k P_s + \frac{P_{fe}}{P_s}$$

a) *Si la tension du primaire est constante, P_{fe} ne varie pas: le produit des éléments de la somme est alors une constante* :

$$k P_s \times \frac{P_{fe}}{P_s} = k P_{fe} = c^{te}$$

Il en résulte, selon un principe mathématique bien connu, que la somme

$$\frac{P_{cu}}{P_s} + \frac{P_{fe}}{P_s}$$

est minimum *lorsque les éléments de cette somme sont égaux.* Nous avons bien alors, la condition précitée :

$$P_{cu} = P_{fe}$$

b) *Si la tension du primaire varie, P_{fe} varie dans de grandes proportions ;* **mais il arrive bien un moment où les puissances P_{fe} et P_{cu} s'égalisent, la relation précédente reste valable encore dans ce cas et, alors, le rendement doit nécessairement passer par un maximum.**

Généralement, pour un transformateur bien calculé, travaillant **à induction normale, la courbe du rendement relevée en fonction de la tension primaire passe par un maximum pour la tension normalement prévue (courbe 2 fig. 177). Pour un transformateur travaillant à trop forte induction, donc à régime saturé, les pertes dans** le fer sont très supérieures à celles dans le cuivre. Il s'en suit que la tension de travail se situe sur la courbe du rendement dans la zone décroissante (courbe 3 fig. 177).

Ainsi le rendement du transformateur doit s'analyser tant du côté de la charge (fig. 176) que du côté primaire (fig. 177). Pour un bon transformateur les deux résultats optimum doivent correspondre à des conditions de travail identique ; mais pour un transformateur saturé, on doit nécessairement faire quelques concessions du côté primaire .

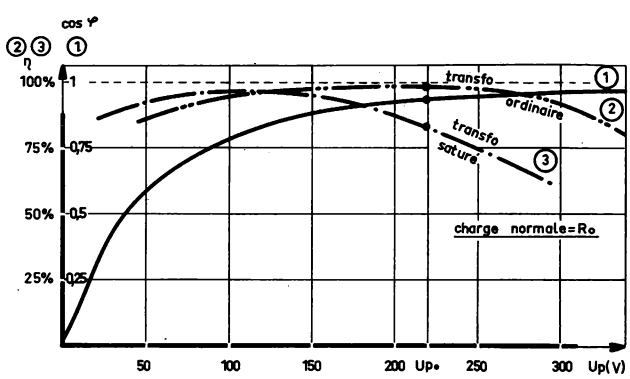


Fig. 177 - Action de la tension primaire sur le rendement et sur le cos φ d'un transformateur.

Un autre aspect du rendement doit être décrit : le rendement d'une installation peut être acceptable sans qu'il soit considéré par l'E.d.F. comme élément compatible.

Il suffit pour cela que l'installation présente un mauvais facteur de puissance . Avec le transformateur *chargé par une résistance,* le cos φ suit qualitativement les courbes du rendement ; on peut même dire que plus la charge secondaire et plus la tension primaire sont grandes, meilleur devient le cos φ. Ceci s'illustre par la montée toujours croissante de la courbe 1 de la figure 177.

Si la charge n'est pas rigoureusement ohmique, le facteur de puissance peut affecter une allure de courbe toute différente. Cette courbe comme la précédente pourra être relevée avec l'aide d'un «cos φ mètre», appareil qui fournit directement le facteur de puissance d'une installation ; mais si l'on ne possède pas un tel appareil on pourra employer le banc d'essai de la figure 178. Le wattmètre fournit évidemment la puissance active $P_p = U_p I_p \cos \varphi$ tandis que l'ensemble des appareils ferro-magnétiques donne, par le produit des indications,

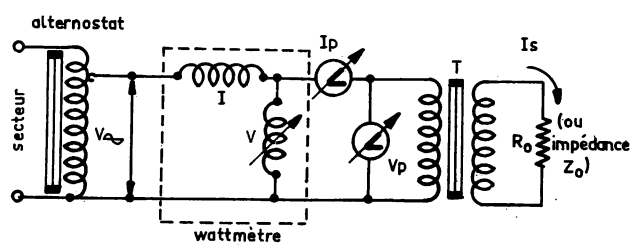


Fig. 178 - Moyen permettant de relever le cos φ du transformateur quand on ne possède pas de «cos φ mètre».

la puissance apparente $P_{Ap} = U_p I_p$.

On obtient aisément le cos φ en appliquant la relation banale suivante.

$$Cos\varphi = \frac{P_{wattmètre}}{U_p \cdot I_p}$$

XVII. 9 - AUTRES ESSAIS.

Les essais qu'on peut faire sur un transformateur sont fort multiples, nous l'avons déjà dit. Dans le cadre des régulateurs, ceux qui ont été décrits paraîssent

suffisants. Toutefois, pour certaines applications, il peut s'avèrer nécessaire d'effectuer certains essais particuliers sur le transformateur.

Pour mémoire, nous n'en signalerons que quelques uns seulement :

- Courbe de l'inductance d'un enroulement en fonction d'un entrefer .
- Courbe de l'inductance d'un enroulement en fonction d'un courant continu superposé au courant alternatif normal.
- Courbe de la perméabilité des tôles en fonction de la température ou des chocs mécaniques (pression).
- Courbe du cos φ primaire en fonction du cos φ de la charge.
- Courbe de transfert de puissance en fonction de la fréquence ... etc ...

Les moyens de mesure seront appropriés à la nature des essais.

XVII. 10 - CARACTERISTIQUES D'UN REGULATEUR.

Le régulateur ferro-magnétique utilisant un ou plusieurs transformateurs, les essais à effectuer sur cet élément sont tout à fait comparables à ceux qu'on réalise sur un transformateur. L'allure des courbes et la grandeur absolue des points caractéristiques pourront toutefois varier légèrement.

En plus des essais classiques, on peut caractériser davantage certains aspects du fonctionnement des régulateurs. En particulier, on peut insister sur le phénomène de ferro-résonance en relevant pour diverses charges la courbe du courant primaire en fonction de la tension d'alimentation.

Afin de connaître la résistance de sortie du régulateur, on peut, par ailleurs, dresser la courbe de la tension de sortie à tension primaire constante et pour une charge variable.

Enfin, puisque les régulateurs présentent le défaut de fournir une tension pourvue d'harmoniques, on soumettra l'appareil à un « distorsiomètre » qui donnera le taux de distorsion et à un oscilloscope cathodique qui montrera la forme du signal.

Ces essais sont commentés dans le cadre du prochain chapitre et réalisés sur des appareils du commerce qui ont ainsi fait l'objet de *banc d'essais dans la revue RADIO et TV* .

CHAPITRE XVIII

Bancs d'essais de régulateurs ferro-magnétiques

XVIII. 1 - ETUDE D'UN REGULATEUR COMMERCIAL (type Raythéon)

Le premier régulateur que nous allons étudier est un modèle dérivé d'un système américain « *Raythéon* ». Il s'agit d'une version relativement ancienne construite en 1959 par les établissements *Dynatra* et dont nous reproduisons le schéma de principe figure 179. Cet appareil a fait l'objet, à l'époque, d'un banc d'essai dont le compte rendu parut dans la revue *RADIO* et *TV* (appelée alors *TSF* et *TV*) éditée par les *Editions Chiron*.

Sur le schéma, on distingue un branchement approprié pour l'alimentation en 110 V et en 220 V et un voyant lumineux type « néon » disposé à la sortie pour contrôler la mise sous tension de la charge.

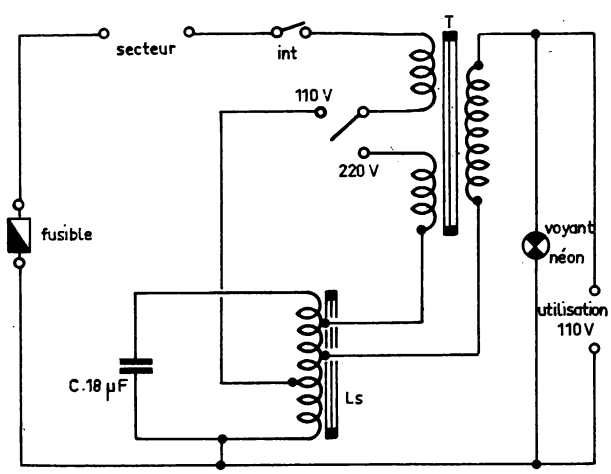


Fig. 179 - Constitution interne du régulateur ferrorésonnant Dynatra :
T - transformateur à basse induction (L = 108, P = 90, h = 46 tôles de 35/100e.
L - Inductance saturée (L = 108, p = 90, h = 46 tôle de 50/100e).

Rappelons brièvement le fonctionnement du montage en s'aidant des graphiques de la figure 180. La courbe 1, donnant les variations de U_{sL} aux bornes de l'inductance saturée et accordée au moyen de C = 18 µF (fig. 179), présente une croissance assez lente vis-à-vis de la tension primaire U_p qu'accentue la non-linéarité de la

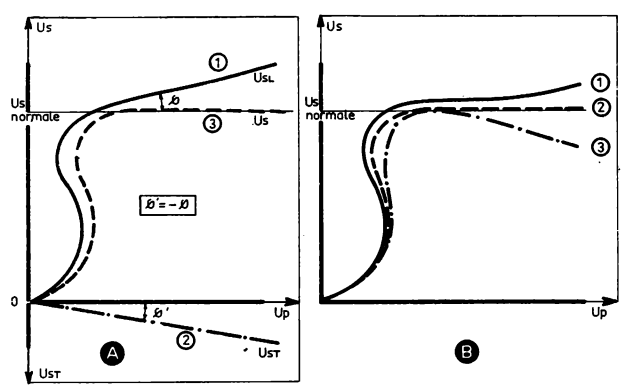


Fig. 180 - Rappels sous fonctionnement graphique : 1) système sous compensé. 2) système à compensation optimum. 3) système surcompensé.

caractéristique, au départ. Le transformateur T travaille à basse induction et sa tension secondaire suit une loi linéaire 2 qui compense la pente de U_{sL} par un effet inverse. Ceci s'opère en donnant une mutuelle négative au transformateur T, c'est-à-dire en fournissant une tension U_{sT} en opposition de phase avec U_{sL}. Il en

découle automatiquement une caractéristique horizontale de la tension de sortie U_s, laquelle devient indépendante de la charge et de la tension d'alimentation.

Le problème à résoudre dans la réalisation d'un tel régulateur, c'est la correspondance exacte - au signe près - des pentes φ et φ' des courbes de U_{SL} et de U_{ST}.

Il suffit pour cela de jouer sur le rapport de transformation du transformateur T. Si ce rapport est trop faible, la correction est insuffisante et l'on a affaire à un système sous-compensé (fig. 180 B, courbe 1), lequel système est le plus couramment employé. Si la compensation est judicieusement choisie, on arrive au palier horizontal parfait 2, mais le montage est assez instable et, de toutes façons, l'allure est modifiée par la charge. Enfin, une surcompensation correspond à un rapport de transformation plus élevé que la normale et provoque une forme particulière de courbe 3, qui se rapporte précisément au régulateur «*Dynatra*».

Cette technique n'est pas employée sans raison, car on remarque en effet que ce genre de régulateur permet en charge une variation moins grande de la tension de sortie en fonction du courant secondaire. On assiste même, comme on pourra le voir, plutôt à un accroissement de la tension U_s pour une augmentation de la charge; cela correspond d'ailleurs à la création d'un générateur à résistance interne négative, dont les propriétés sont parfois souhaitables.

XVIII. 2 - MONTAGE

Le banc d'essai utilisé pour les diverses mesures est représenté figure 181. L'oscillogramme permet l'observation du signal fourni par le régulateur, mais on peut lui substituer un distorsiomètre pour la mesure du taux de distorsion.

Un alternostat placé au primaire permet la mise en évidence des défauts créés par la dérive du secteur et l'amélioration apportée par notre stabilisateur. Etant donné le débit demandé au secteur, une pince ampèremétrique Chauvin et Arnoux munie d'une boucle de couplage calibrée est employée pour la mesure du courant primaire. On commet évidemment ici une légère erreur de mesure, du fait que ce courant n'est pas tout à fait sinusoïdal et que l'ampèremètre est à cadre et redresseur; toutefois, la vérification effectuée, l'erreur

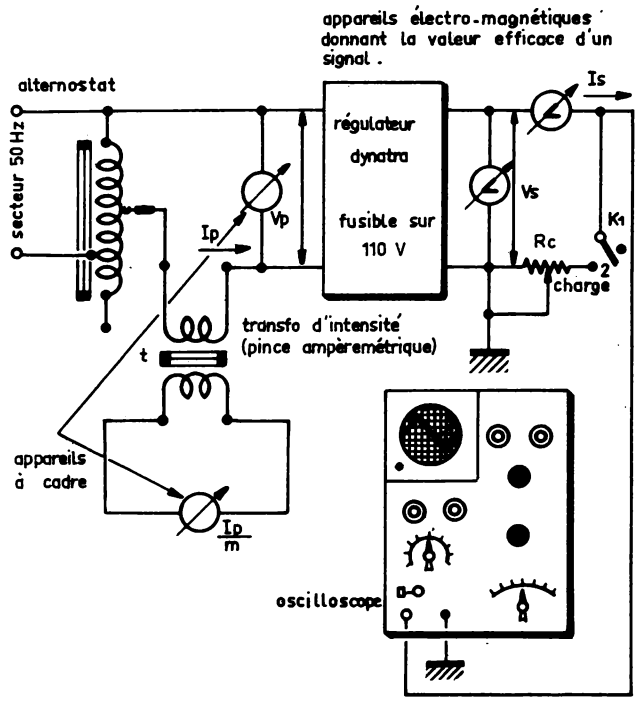


Fig. 181 - Banc d'essai pour les mesures.

est très minime. La tension et le courant secondaire n'étant au contraire plus du tout sinusoïdaux, on est amené à l'emploi d'appareils à «palette», basés sur les lois du ferromagnétisme et donnant directement les valeurs efficaces du signal.

Le contacteur K permet de travailler avec une charge variable (position 2) et des essais avec le secondaire «en l'air», c'est-à-dire pour les mesures à vide effectuées du côté du primaire (position 1).

XVIII. 3 - RELEVE DU CYCLE DE FERRO-RESONANCE A VIDE

A titre documentaire, il peut être intéressant de montrer comment se comporte, vu du primaire, à vide, un tel régulateur.

En particulier, le phénomène remarquable du cycle de ferro-résonance doit être signalé : la figure 182 met en évidence ce principe assez mal connu et pourtant assez logique, si l'on considère parallèlement les phénomènes d'hystérésis (voir courbe 1).

Ainsi, en considérant le cycle d'aller relevé pour des tensions primaires croissantes, on constate un maximum très net pour 25 V et qui se chiffre à 2,8 A ; ensuite, la décroissance de l'intensité I_p paraît normale jusqu'à des valeurs de tension voisines du secteur 110 V (fig.

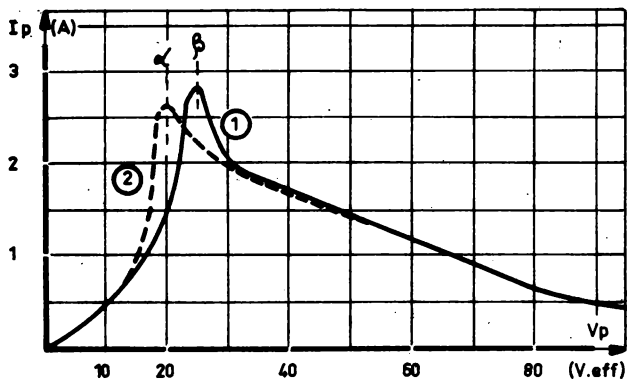


Fig. 182 - Cycle de ferro-résonance à vide . 1 cycle d'aller (Vp) croissant 2) cycle de retour (Vp) décroissant.

183). La conclusion à établir est la suivante : le maximum d'intensité détermine la limite de tension primaire à partir de laquelle la régulation s'effectue. Quant au minimum d'intensité, il correspond à la zone de tension primaire où le rendement du régulateur est optimum. Les valeurs des éléments constituant ce régulateur sont donc choisies judicieusement.

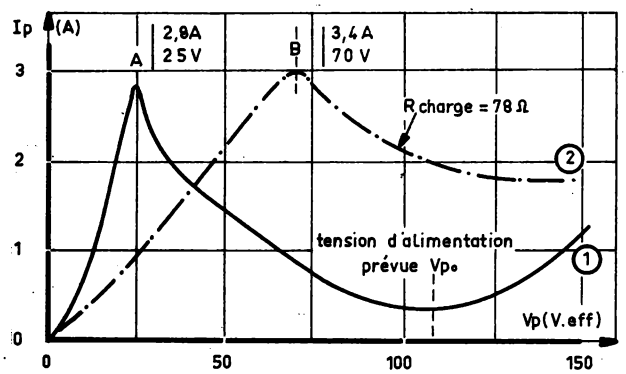


Fig. 183 - Cycle de ferro-résonance en charge (2) et comparaison avec le cycle à vide (1) - Les tensions sont croissantes.

En revenant au cycle de ferro-résonance (fig. 182 courbe 2), pour des valeurs décroissantes de V_p , on peut noter que le maximum n'a pas lieu pour la même tension $V_\alpha < V_\beta$, les tôles ayant conservé une certaine rémanence.

Evidemment, en charge, le cycle de ferro-résonance est déformé et le maximum se trouve déplacé pour des tensions V_p supérieures à V_β ou V_α . On obtient ainsi la courbe 2, fig. 183, relevée pour une charge voisine de 78 Ω, c'est-à-dire pour une puissance secondaire utile de 175 VA avec 110 V au primaire. Cette courbe nous montre en particulier la limite minimum (point B) qu'il ne faut pas atteindre ; en effet, alors, pour une tension primaire de 70 V, la consommation est abusive, I_p = 3,4 A, et le rendement est déplorable. De plus, pour des tensions supérieures à 100 V, par exemple, la consommation varie peu et il s'en suit sans aucun doute une stabilisation satisfaisante

XVIII. 4 - REGULATION EN FONCTION DE LA TENSION

1. *A vide* . Il est possible de mettre en évidence la sur-compensation du système en relevant la courbe 1 de la figure 184. La non linéarité au début de la caractéristique est fort accusée et la zone A-B présente une courbe particulière où l'inversion correspond à une résistance interne négative. Ensuite, au delà de B, la

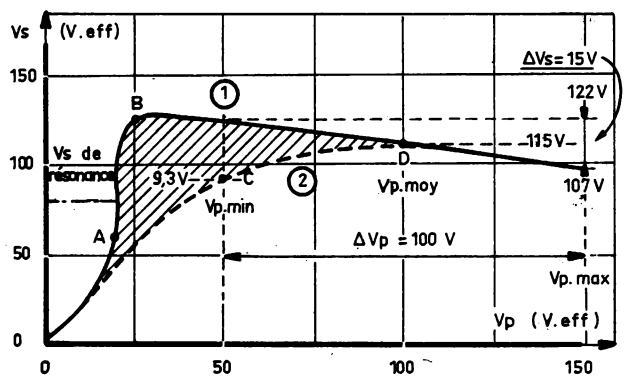


Fig. 184 - Courbe de régulation à vide (1). Courbe de régulation en absence du condensateur C (2).

tension de sortie V_s décroît à peu près linéairement selon la règle expliquée plus haut.

En chiffrant cet état de choses, on sera donc amené à donner à l'efficacité de régulation un signe négatif, soit la règle générale :

$$E_{ff} = -\frac{V_{p\,max} - V_{p\,min}}{V_{p\,moy}} \cdot \frac{V_{s\,moy}}{V_{s\,max} - V_{s\,min}}$$

... cette formule compliquée correspondant au rapport des variations relatives de tension à l'entrée et à la sortie. En application, cette efficacité se montera à (voir figure 184)

$$E_{ff\ vide} = \frac{150-50}{100} \cdot \frac{115}{122-107} \# -7,7$$

Cette grandeur s'avère assez intéressante, surtout si l'on se reporte à ce qu'on pourrait obtenir en l'absence du condensateur C (fig. 181). En effet, on obtiendrait alors la courbe 2 (fig. 184) et l'on peut voir combien la montée est plus lente. Cela correspondrait pour la même variation au primaire, à une efficacité de régulation de :

$$E_{ff}' = \frac{150-50}{100} \cdot \frac{115}{122-93} \# -4$$

De plus, avec la courbe 1, pour une zone très étendue le phénomène conserve la même nature, alors que pour la courbe 2, la résistance interne apparente, vue des bornes de sortie, est positive avant le point D, puis négative au-delà . Ce changement d'état peut être parfois fort gênant dans certaines applications.

2. *En charge*, la courbe n'est utilisable qu'à partir de 80 V pour un débit secondaire de 1,5 A, ce qui se rapporte à une puissance de 175 VA environ, valeur limite conseillée par le constructeur. Pour des débits inférieurs, la tension minimum à partir de laquelle débute la régularisation, décroît sensiblement jusqu'à atteindre la valeur de résonance à vide : 25 V, pour un courant secondaire nul.

A charge maximum la plage de fonctionnement (figure 185), s'étend de 80 V à 160 Veff au primaire. La variation correspondante au secondaire n'est que de 10 V, puisque passant de 109 à 119 V.

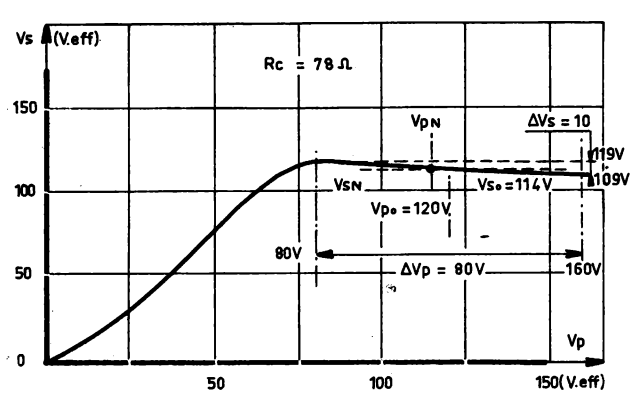


Fig. 185 - Courbe de la régulation en tension lorsque le régulateur est chargé normalement (I_s = 1,5 A pour V_s = 117 V)

Dans ces conditions, les propriétés du régulateur sont les suivantes :

$$V_{po} = 120\ V \pm 40\ V\ (\pm 33,3\ \%)$$
$$V_{so} = 114\ V \pm 5\ V\ (\pm 4,4\ \%)$$

Soit une efficacité de :

$$E_{ff} = -\frac{33,3}{4,4} \# -7,6$$

On pourra remarquer que cette efficacité est très voisine de celle obtenue à vide, ce qui permet d'affirmer que la régulation est satisfaisante, *quel que soit le débit.*

Enfin, considérons les variations possibles autour des valeurs standards en leur donnant des valeurs couramment admises, c'est-à-dire ± 10 % au primaire. Or, on remarque ainsi figure 185 les grandeurs suivantes :

$$V_{pN} = 115\ Veff \pm 10\ \%$$
$$V_{sN} \# 115\ Veff \pm 1,3\ \%$$

soit évidemment une régulation de – 7,6, précédemment déterminée. Il faut signaler que pour une charge plus grande, la courbe s'infléchit et s'approche de l'horizontale. Dans ces conditions, la régulation serait bien supérieure. Toutefois, la température de travail s'élève alors quelque peu.

XVIII. 5 - REGULATEUR EN FONCTION DU DEBIT

En maintenant constante la tension primaire à une valeur égale à 110 V, on relève ainsi la courbe 1 de la figure 186.

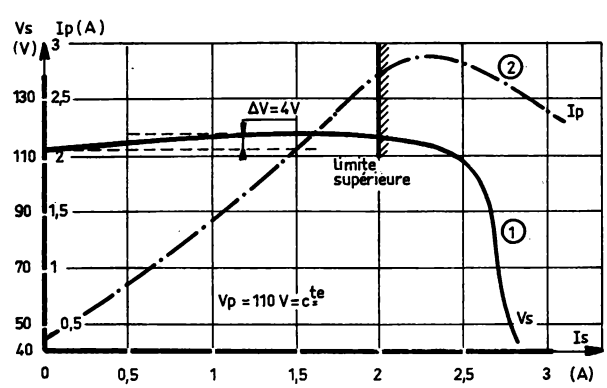


Fig. 186 - Courbes de la tension secondaire et du courant primaire en fonction de la consommation secondaire.

Comme il a été prévu plus haut, cette courbe présente une pente telle que la résistance de sortie du régulateur est négative pour des débits inférieurs à 2 A.

Toutefois, cette pente est très faible, *surtout pour des consommations comprises entre* 1 *et* 2 A.

Dans cette zone, en effet, on observe les variations maxima suivantes :

$$I_{sN} = 1{,}5\,A \pm 0{,}5\,A\ (\pm 33{,}3\ \%)$$
$$V_{sN} = 116{,}5\ V \pm 0{,}5\ V\ (\pm 0{,}43\ \%)$$

Ici les chiffres parlent d'eux-mêmes .

Dans toute la plage entière, la variation en tension n'est que de 4 V, ce qui conduit aux grandeurs ci-dessous:

$$I'_{sN} = 1\ A \pm 1\ A\ (\pm 100\ \%)$$
$$V'_{sN} = 116\ V\ (-2{,}6\ \%\ \text{et}\ +0{,}86\ \%)$$

Là encore, c'est remarquable .

Au delà de 2 A, la courbe décroît très rapidement, interdisant tout fonctionnement au delà de I_S = 2,5 A, la chute interne devenant prohibitive. Pour cette limite extrême, la puissance disponible est encore acceptable puisque s'élevant à 275 VA sous 110 V. Rappelons que les constructeurs préconisent 175 VA maximum, seulement.

Il faut signaler malgré tout une élévation de température notable du circuit magnétique de l'inductance saturée.

XVIII. 6 - RESISTANCE INTERNE DU REGULATEUR

Nous avons vu précédemment qu'elle était négative. En effet, une augmentation d'intensité dans la charge se traduit par une élévation de tension aux bornes. (La charge est purement ohmique.) Cette résistance se calcule en appliquant la formule suivante :

$$R_i = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_s}$$

pour un courant de sortie donné.

Considérons cette grandeur en plusieurs points de la caractéristique 1, figure 186 :

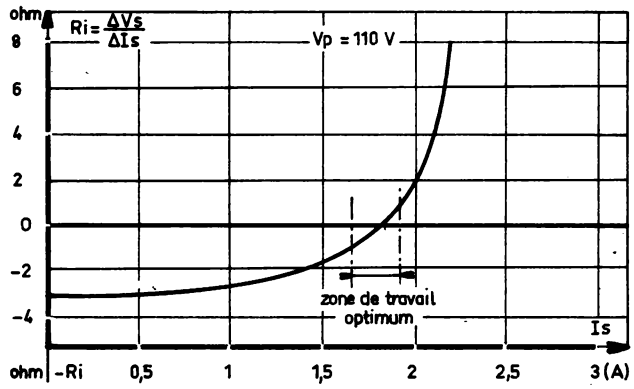


Fig. 187 - Courbe de la résistance de sortie interne au régulateur.

a) $I_{s_1} = 0{,}5\ A$:

$$R_{i_1} = \frac{113 - 116}{1 - 0} = -3\ \Omega$$

b) $I_{s_2} = 1\ A$:

$$R_{i_2} = \frac{115 - 116{,}3}{1{,}25 - 0{,}75} = -2{,}6\ \Omega$$

c) $I_{s_3} = 1{,}5\ A$:

$$R_{i_3} = \frac{116{,}2 - 117}{1{,}8 - 1{,}2} = -1{,}33\ \Omega$$

d) $I_{s_4} = 1{,}8\ A$:

$R_{i_4} \approx$ 0 pour des variations faibles.

e) $I_{s_5} = 2{,}2\ A$:

$$R_{i_5} = \frac{116{,}5 - 115}{2{,}3 - 2{,}1} = +7\ \Omega$$

Au-delà cette résistance croît très rapidement, comme le montre la courbe de la figure 187.

Cette dernière courbe permet de dégager une remarque assez étonnante : pour une zone de débit secondaire voisine de 1,8 A, le régulateur se comporte comme un générateur à résistance interne nulle ! Or, les constructeurs proposent un fonctionnement à 175 VA, ce qui correspond sensiblement à 115 V et 1,5 A. Ce choix est donc tout à fait judicieux puisqu'il ne peut que correspondre à un rendement optimum de l'installation.

XVIII. 7 - PUISSANCE CONSOMMEE AU PRIMAIRE

La courbe 2 de la figure 186 permet le calcul de cette puissance puisque donnant le courant absorbé par le primaire du régulateur en fonction du débit secondaire.

On peut surtout remarquer la valeur de l'énergie consommée par le stabilisateur à vide. Elle correspond à : $I_o \neq 0{,}4\ A_{eff}$. Comme le secteur est fixe à 110 V, la puissance perdue s'élève à $P_{po} = U_p\ I_o = 44$ VA. En charge, c'est-à-dire pour une puissance de 175 VA consommée dans la charge, la puissance primaire s'élève à $P_{pN} = U_{pN}\ I_N = 220$ VA (pour $I_{pN} = 2$ A).

Enfin, il faut noter la forme particulière de la courbe pour $I_s > 2\ A$, laquelle s'inverse et accuse une décroissance assez nette. Cette dernière remarque nous autorise à penser que le régulateur peut faire office de protection vis-à-vis du secteur ; en effet, un court-circuit du secondaire ne peut guère créer de dommages, étant donné la limitation automatique du courant primaire. D'ailleurs on sait qu'avec ce type de stabilisateur, le courant de court-circuit secondaire ne peut pas dépasser 100 % à 150 % le courant de la charge normale.

XVIII. 8 - RENDEMENT EN PUISSANCE

Il est possible de déterminer le rendement à l'aide de la courbe précédente ; toutefois il convient d'effectuer le rapport de puissances de même nature. Ainsi, si l'on veut comparer les puissances actives, il faut connaître ces grandeurs, à l'exclusion de toutes les autres. Le banc d'essai de la figure 188 permet d'y parvenir : le wattmètre, disposé au primaire, donne la puissance active primaire, tandis que le dispositif d'appareils ferro-magnétiques celle au secondaire :

$$P_{s\ act.} = V_s \cdot I_s = R_c\ I_s^2 = \frac{U_s^2}{R_c}$$

Le produit $V_S \cdot I_S$ est évidemment une puissance active puisque la charge est purement ohmique, le « cos φ » est égal à 1 . Connaissant les puissances actives au primaire et au secondaire, on obtient aisément le rendement en posant :

$$\eta = \frac{P_s}{P_p}$$

D'autre part, comme le rendement est aussi susceptible de varier selon la tension du secteur, il est possible de prendre cette grandeur comme paramètre. Ainsi, figure 189 sont groupées trois courbes du rendement exprimé en fonction de la puissance consommée par la charge :

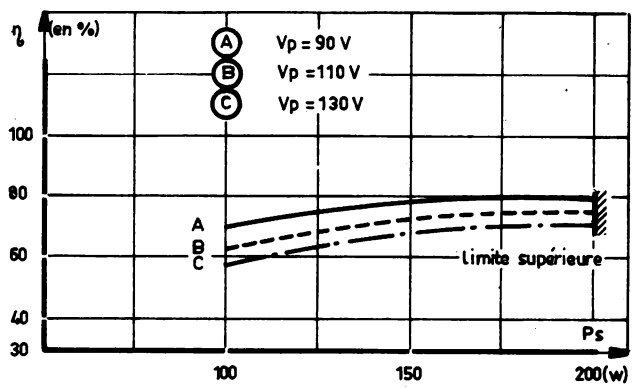


Fig. 189 - Courbe du rendement en fonction de la puissance consommée dans une charge ohmique et pour diverses tensions primaires.

A = le secteur est sous-volté : $V_p = 90$ V

B = le secteur est normal : $V_p = 110$ V

C = le secteur est survolté : $V_p = 130$ V

Pour ces trois modes de fonctionnement, les rendements minima sont les suivants :

- Pour $P_{s\ min} = 100$ W :

A : $\eta = 67$ % B : $\eta = 63$ % C : $\eta = 58$ %

Quant aux rendements maxima se rapportant à la puissance maximum admissible de 200 W :

- Pour $P_{s\ max} = 200$ W :

A : $\eta = 80$ % B : $\eta = 77$ % C : $\eta = 74$ %

La conclusion évidente à établir sera l'emploi du régulateur pour des puissances supérieures à 100 VA.

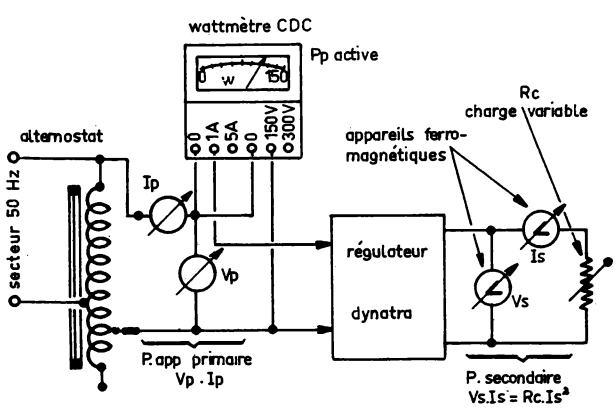


Fig. 188 - Banc d'essais réservé à la mesure du rendement du régulateur pour diverses charges et pour diverses tensions primaires.

En dessous de cette valeur, le rendement n'atteint pas une valeur suffisante. Soit, par exemple, 50 % seulement pour une puissance secondaire de 50 W avec 110 V au primaire.

Autre remarque essentielle : on voit nettement que le régulateur aura intérêt à fonctionner avec une tension de secteur inférieure à la normale : $V_s < 127$ V ; d'ailleurs, à Paris, la nouvelle normalisation est 110-115 V.

XVIII. 9 - VARIATIONS DE TENSION EN FONCTION DU DEBIT

Il peut être intéressant de grouper les tensions primaires et secondaires nécessaires pour obtenir, dans une charge donnée, un courant secondaire donné. C'est l'objet de la figure 190.

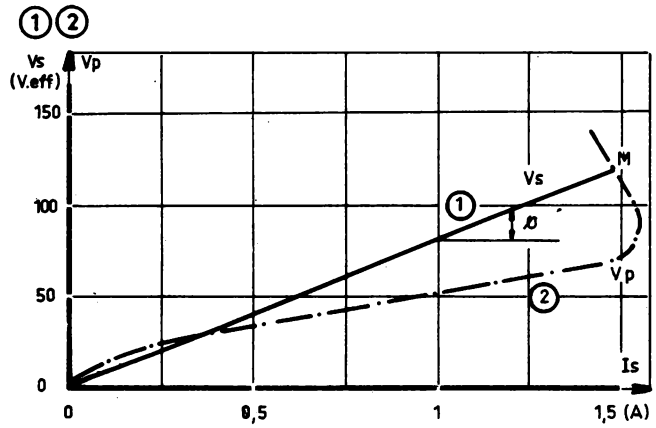


Fig. 190 - Courbes de variation des tensions en fonction de la charge exprimée en V_{eff}. La charge est fixe et égale à 80 Ω, c'est la tension d'entrée que l'on rend variable.

Il est possible de tirer de ces courbes certaines constatations : entre autres, pour la fonction $V_s = f(I_s)$, on peut remarquer qu'elle répond sensiblement à la loi d'Ohm, ce qui est normal puisque les conditions de fonctionnement l'y obligent (la charge étant purement ohmique). Toutefois, il faut noter également que la pente de la droite 1 est due à la résultante de la résistance de charge et de celle interne du régulateur, même négative. On aura donc :

$$tg\ \varphi = \frac{\Delta I_s}{\Delta V_s} = \frac{1}{R_t}$$

en un point considéré de fonctionnement et pour

$$R_t = R_c \pm R_{interne}$$

la valeur R_t pour $I_S = 1$ A est voisine de 80 Ω.

Quant à la deuxième courbe (2), elle montre à partir de quel courant secondaire la saturation des tôles commence à se faire sentir. Cela permet, entre autres, de juger de la zone de variation primaire pour un courant secondaire sensiblement constant ; ici $I_s = 1{,}5$ $A = C^{te}$ pour V_p allant de 80 à 140 V.

XVIII. 10 - DISTORSION DU SIGNAL UTILE SECONDAIRE

Le seul défaut particulièrement gênant des systèmes régulateurs ferro-magnétiques est leur fâcheuse et inévitable tendance à déformer la tension de sortie. Ceci provient de la saturation des circuits magnétiques lesquels sont parcourus par une induction de forme non sinusoïdale.

En particulier, la source de distorsion est engendrée par l'apparition d'harmoniques impairs d'assez grande amplitude.

Considérons, en effet, les oscillogrammes des figures 191 à 196 lesquelles représentent l'aspect de la tension secondaire relevé pour plusieurs valeurs de secteur (50 à 140 V), sur une charge ohmique voisine de 80 Ω. Dès 70 volts efficaces, la forme de la sinusoïde s'altère (fig. 192), pour devenir assez déformée à 110 V (fig.194), où le taux de distorsion monte à 25 % environ ; enfin, à 140 V les harmoniques sont prépondérants, puisque le taux de distorsion atteint la valeur prohibitive de 41 %.

Pour un secteur constant et égal à 110 V, le phénomène est assez différent, puisque la déformation est minimum pour un courant secondaire maximum (fig.202 : $I_s = 2{,}5$ A, $\delta = 3$ %), alors qu'au contraire elle est maximum pour un débit nul (fig. 197 : $\delta = 48$ %).

Il ressort de tout ceci, comme pour les courbes de rendement, que l'on a intérêt à faire travailler le régulateur aux puissances comprises entre 100 et 200 VA au secondaire. C'est d'ailleurs, rappelons-le, ce que conseille le constructeur.

XVIII. 11 - CONCLUSION

Des mesures précédentes, il semble se dégager deux caractéristiques essentielles fort bien rendues par ce type de régulateur. Tout d'abord, la régulation en courant est remarquable, puisque des variations de ± 25 % de courant autour de la valeur normale de 1,5 A n'entraînent pas ± 0,5 % de variation autour de la tension secondaire de 117 V environ. Ensuite, le rendement de

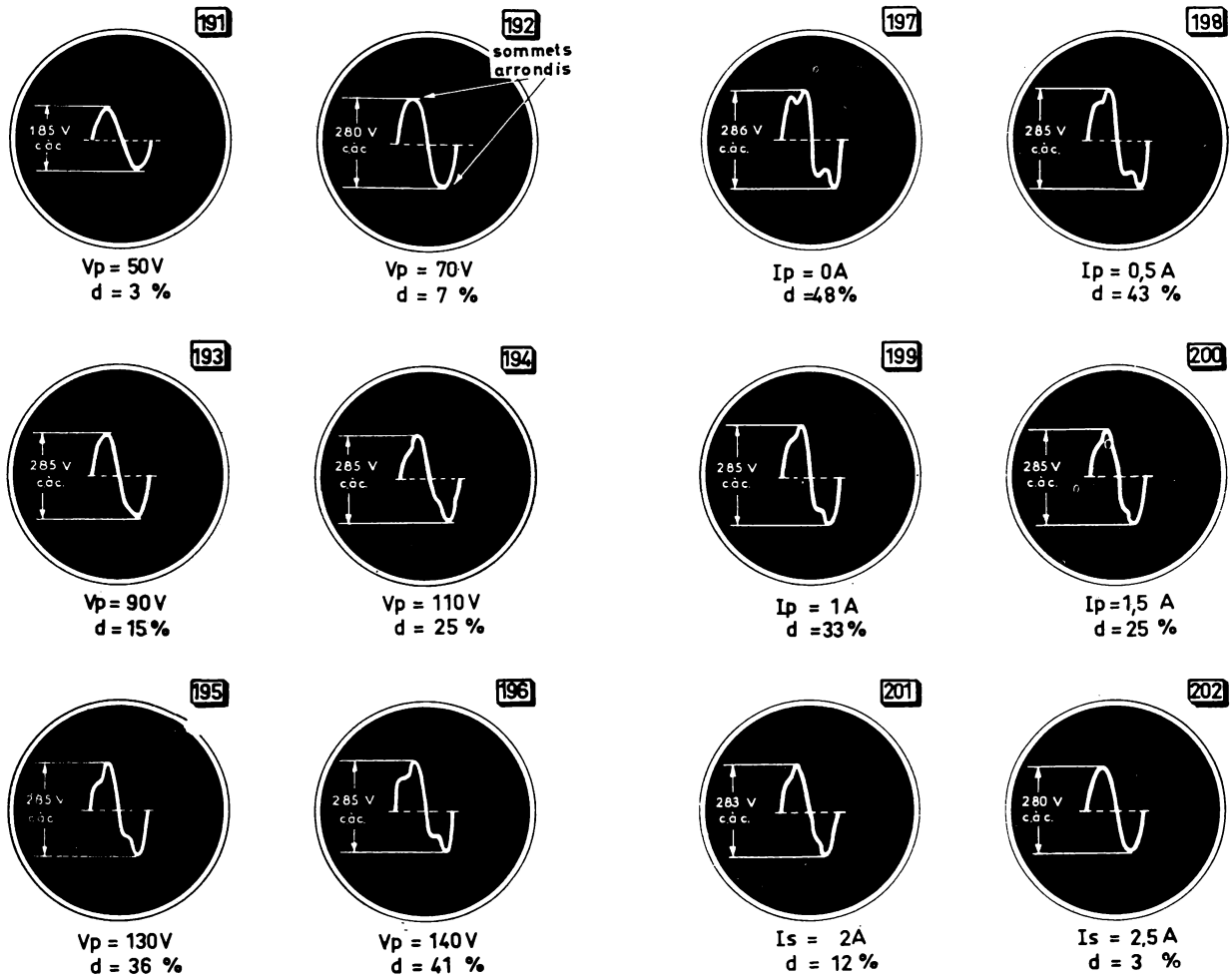


Fig. 191 à 196 - Oscillogrammes des tensions délivrées par le régulateur débitant sur une résistance fixe de 80 Ω et pour diverses tensions d'entrée (50 à 140 V).

Fig. 197 à 202 - Oscillogrammes des tensions délivrées par le régulateur pour une tension d'entrée fixe et pour une charge variable (0 à 2,5 A).

Commutateur secteur Position 110 V		TENSION D'UTILISATION 110 V		
CHARGE		Stabilisée à ± 0,5 %	Stabilisée à ± 1 %	Stabilisée à ± 2 %
175 VA	250 VA	Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 90 V Variations + 36 à - 18 %	Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 85 V Variations + 36 à - 23 %	Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 80 V Variations + 36 à - 27 %
140 VA	200 VA	Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 70 V Variations + 36 à - 36 %	Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 68 V Variations + 36 à – 38 %	Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 66 V Variations + 36 à - 40 %
100 VA	150 VA		Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 65 V Variations + 36 à - 40 %	Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 55 V Variations + 36 à - 50 %
70 VA	100 VA		Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 65 V Variations + 36 à - 40 %	Secteur maxi. : 150 V Secteur mini. : 50 V Variations + 36 à - 54 %

Commutateur secteur Position 220 V		TENSION D'UTILISATION 110 V		
CHARGE		Stabilisée à ± 0,5 %	Stabilisée à ± 1 %	Stabilisée à ± 2 %
175 VA	250 VA	Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 190 V Variations + 36 à - 18 %	Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 180 V Variations+ 36 à - 23 %	Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 170 V Variations + 36 à - 27 %
140 VA	200 VA	Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 150 V Variations + 36 à - 36 %	Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 145 V Variations + 36 à - 38 %	Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 140 V Variations + 36 à - 40 %
100 VA	150 VA		Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 140 V Variations + 36 à - 45 %	Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 120 V Variations + 36 à - 50 %
70 VA	100 VA		Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 140 V Variations + 36 à - 45 %	Secteur maxi. : 310 V Secteur mini. : 110 V Variations + 36 à - 54 %

l'ensemble est aussi assez sensationnel, puisque, pour un secteur normal de 110 V, il est supérieur à 75 % à la puissance de travail de 175 VA choisie par le constructeur.

Quelques mots, pour conclure, en signalant que la température de fonctionnement semble assez basse (inférieure à 40°) à la puissance précitée.

XVIII. 12 - NOUVELLE VERSION DYNATRA

1) La version précédente améliorée (fig. 203), possède maintenant des caractéristiques plus intéressantes encore notamment dans le domaine de l'efficacité de régulation.

La tension de secteur peut en effet varier entre 80 et 150 V (secteur 110 V) ou entre 170 V et 310 V (secteur 220 V) à pleine charge sans qu'il se produise plus de ± 2 % de variation à la sortie.

Les tableaux précédents renseignent encore mieux sur les propriétés régulatrices des systèmes *Dynatra*.

La figure 204 indique les limites extrêmes de la régulation et fait ressortir la large marge de sécurité en cas de surtension excessive du secteur.

Fig. 203 - Régulateur Dynatra

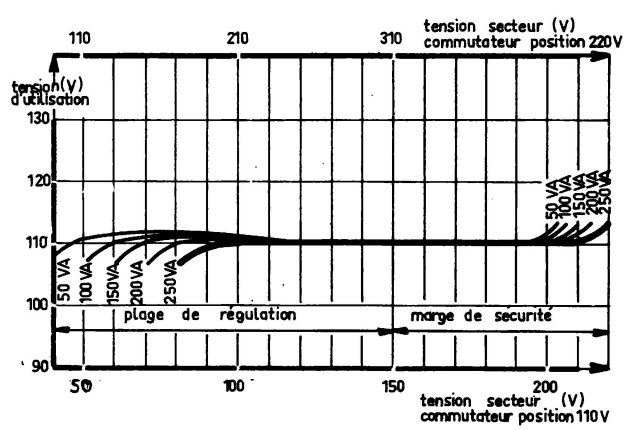


Fig. 204 - Courbe de régulation d'un récent modèle Dynatra.

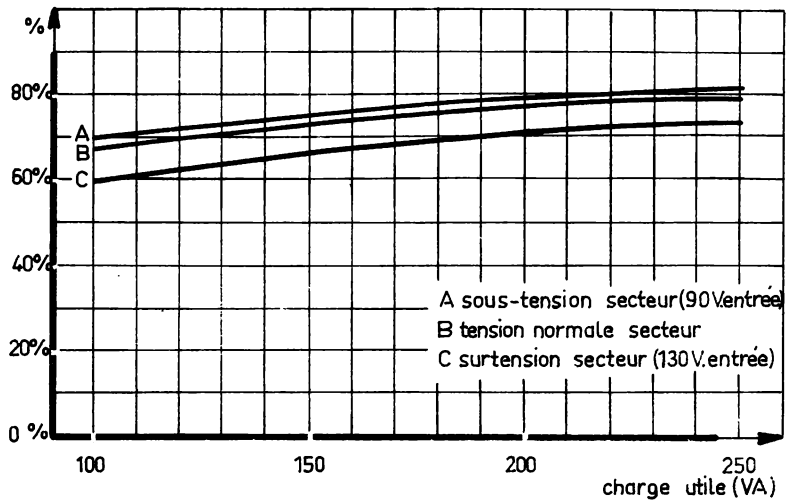


Fig. 205 - Courbes du rendement établies en fonction de la charge utile secondaire et pour diverses tensions primaires.

Considération faite de la large plage, l'efficacité de régulation *à pleine charge* s'élève à :

$$Eff = \frac{\pm 27\ \%}{\pm 2\ \%} = 13{,}5$$

autour de 110 V.

Ce chiffre est excellent.

2) Le rendement de ce nouveau régulateur s'avère aussi plus grand encore :

En effet, le rendement à pleine charge est de 75 à 82 %. Le rendement à mi-charge est encore excellent entre 62 et 72 % pour des variations du secteur de ± 20 %.

Les courbes de la figure 205 résument ces caractéristiques.

Par ailleurs, le temps de réponse est inférieur au 1/50e de seconde. La régulation instantanée est parfaitement assurée, même pour de brusques variations du secteur.

Il apparaît donc que la plage de régulation est remarquablement régulière avec un temps de réponse très faible, un rendement élevé, et une grande marge de sécurité en cas de surtension excessive du secteur.

En outre, en cas de surcharge ou de court-circuit accidentel, la tension d'utilisation diminue ou s'annule, sans risque pour les appareils, tant pour l'appareil alimenté que pour le régulateur lui-même.

XVIII. 13 - CAS DU REGULATEUR STABIVOLT

Le régulateur ferromagnétique vendu en France sous la marque *Stabivolt* se rapproche assez sensiblement du système *Général Electric* (fig. 206). A l'encontre du système précédent, il est rarement surcompensé. Son taux de distorsion propre doit nécessairement être plus faible.

Les procédés utilisés pour effectuer le contrôle du fonctionnement de ce régulateur seront les mêmes que ceux exposés dans le cadre des paragraphes précédents.

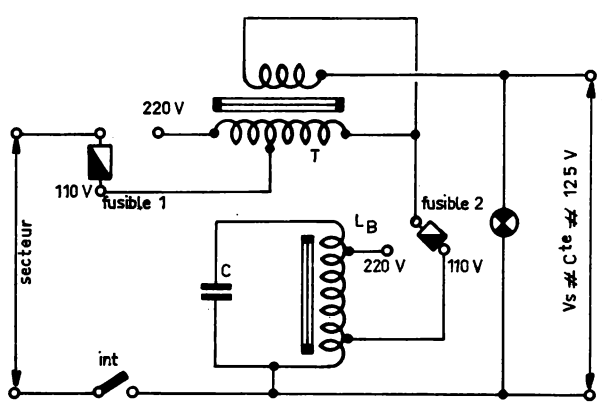


Fig. 206 - Schéma du régulateur «Stabivolt» (système proche du montage «Général Electric»).

XVIII. 14 - REGULATEUR EN FONCTION DU DEBIT

En fixant la tension primaire à la valeur standard de 127 V, on relève ainsi la courbe 1 de la figure 207.

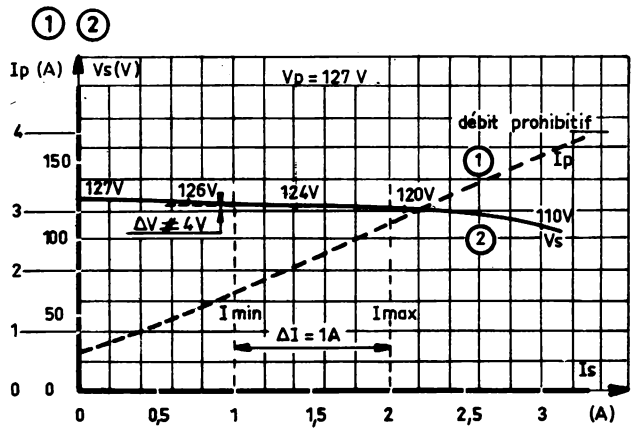


Fig. 207 - Courbes du débit primaire et de la tension d'utilisation en fonction de la charge secondaire.

Comme on peut voir la courbe est pratiquement droite. La pente est très faible et si l'on pratique une variation de 1 A, dans la charge, autour de la valeur normale moyenne de 1,5 A, on constate une variation de tension secondaire de 4 V seulement. Ce qui fait en % les chiffres suivants :

Pour I_o = 1,5 A ± 33,3 %,

V_s 123 V ± 1,6 % .

De ce côté, la régulation est égale à 21, ce qui est un chiffre honorable.

XVIII. 15 - REGULATION EN FONCTION DE LA TENSION

Deux courbes ont été relevées : une pour le secondaire à vide (fig. 208) l'autre pour la charge normale de 82 Ω (I_s = 1,5 A pour V_{po} = 127 V. fig. 209).

La première courbe n'a été relevée que dans l'intérêt - documentaire - de montrer l'étendue du palier de régulation. Il commence, en effet, dès 40 V primaire ; si l'on supprimait la capacité d'accord, il ne commencerait qu'à 80 V environ, d'où l'intérêt du système à ferro-résonance.

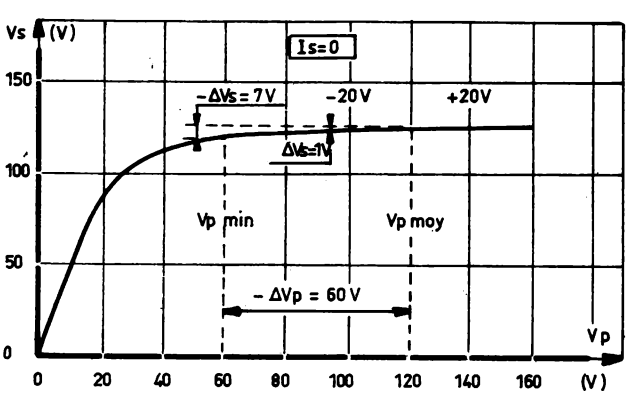


Fig. 208 - Courbe de régulation à vide.

La deuxième courbe, la plus utile, évidemment, permet la détermination du taux de régulation en tension ; ainsi pour V_{po} ±16,6 % , soit :

$$V_p = 120 \text{ V} \pm 20 \text{ V},$$

on obtient, à la sortie du régulateur, aux bornes des 82 Ω:

$$V_s = 123 \text{ V} + 2 \text{ V et} - 1 \text{ V}$$

ce qui fait en pourcentage :

$$V_s = 123 \text{ V} + 1{,}63 \text{ \% et} - 0{,}81 \text{ \%}$$

soit, en se contentant de chiffres moyens :

$$V_{so} \pm 1{,}25 \text{ \% maximum.}$$

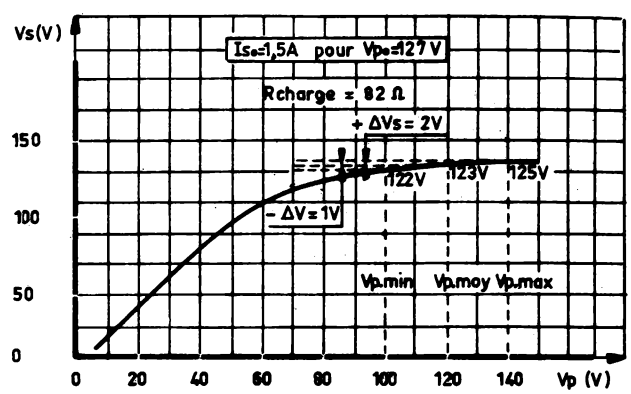


Fig. 209 - Courbe de régulation en charge.

On en déduit un taux de régulation de

$$régul^t \# \frac{\Delta V_p}{\Delta V_s} = \frac{40}{3} = 13{,}3$$

Le chiffre est éloquent !

Il faut aussi ajouter que cette valeur reste sensiblement constante quel que soit le débit.

XVIII. 16 - VARIATION DE TENSION EN FONCTION DU DEBIT

Il peut être intéressant de grouper les tensions primaires et secondaires nécessaires pour obtenir dans une charge fixée, un courant secondaire donné. C'est l'objet de la figure 210.

On peut faire quelques constatations . Tout d'abord la courbe 1 répond scrupuleusement à la loi d'Ohm ; les conditions de fonctionnement l'y obligent.

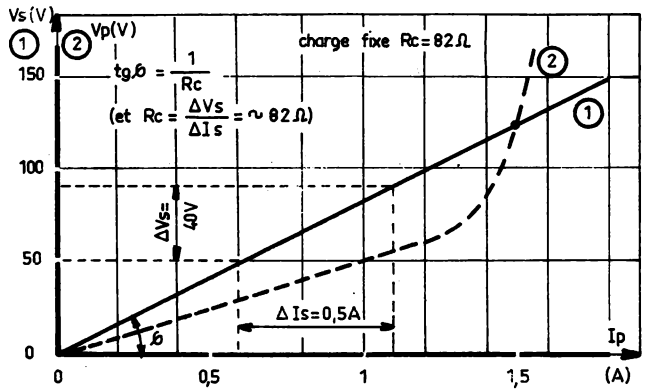


Fig. 210 - Variation du débit secondaire dans une charge fixe en fonction de la tension primaire (2) et tension secondaire correspondante (1).

La conséquence à en tirer, c'est le calcul de la pente et le rapprochement à effectuer entre la pente et la résistance de sortie de montage, y compris la charge, Ainsi, on aura :

$$t_g\ \varphi = \frac{1}{R_c} = \frac{\Delta I_s}{\Delta V_s} = \text{pente}$$

En application, on trouve :

$$R_c = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_s} \neq 82\ \Omega$$

c'est-à-dire la charge employée.

Quant à la deuxième courbe, par son changement de pente, elle montre à partir de quelle intensité secondaire la saturation des tôles de l'inductance débute. Ici, on peut voir qu'elle commence à partir de $I_s = 1{,}4$ A.

En pratiquant un réseau de ce genre de caractéristiques établi pour diverses charges, on pourrait aisément déterminer la charge optimum pour l'intensité de travail souhaitée. Ici, en particulier, 1,5 A est bien heureusement dans la zone saturée de V_p.

XVIII. 17 - CYCLE DE FERRO-RESONANCE

Les courbes de la figure 211 mettent en évidence le phénomène de ferro-résonance.

Normalement, la courbe à vide (1) doit présenter un minimum de courant consommé pour la tension normale de travail. C'est, en effet, ce qu'on peut remarquer

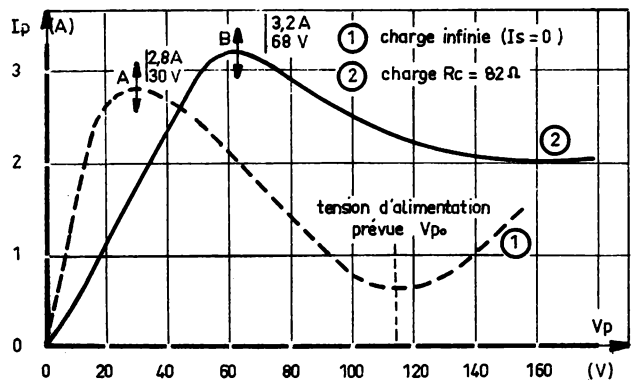


Fig. 211 - Cycle de ferro-résonance à vide (1) et en charge (2).

sur la courbe 1, en notant toutefois, que ce minimum a lieu pour 115 V. Or, le constructeur ayant prévu sa fabrication pour 115 V, tout est donc correct.

Les deux points de fonctionnement à éviter sont évidemment les points A et B, où la consommation est importante. Cette condition est remplie sur la courbe 2.

XVIII. 18 - PUISSANCE CONSOMMEE DU PRIMAIRE ET RENDEMENT

La même figure nous renseigne par la courbe 2 sur le courant demandé au secteur. Pour la puissance il suffira d'effectuer le produit $P_p = V_p\ I_p$.

On peut remarquer deux points essentiels : tout d'abord, à vide, le régulateur consomme de la puissance perdue par effet-Joule, ce qui est inévitable pour le système en question.

Ainsi le courant primaire à vide s'élève à $I_{po} = 0{,}7$ A ce qui fait une puissance perdue de $P_{po} = V_p\ I_{po} = 88$ VA

Ensuite, pour un débit dans la charge de 1,5 A, le courant primaire monte à $I_p = 2{,}2$ A, mais le cos φ est alors égal à 0,87 (fig. 212)

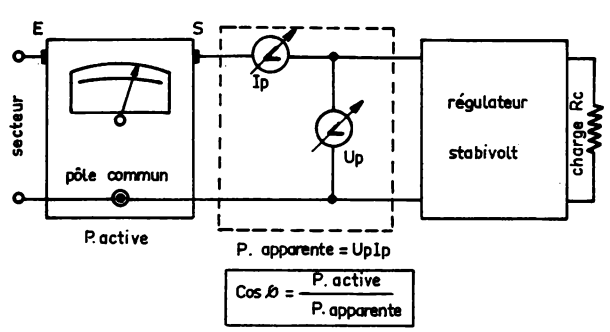


Fig. 212 - Moyen pratique destiné à la mesure du « cos φ, d'une installation régulatrice.

En conséquence, pour le courant normal d'utilisation, c'est-à-dire pour une puissance de travail de 185 VA environ, le rendement du régulateur se calcule comme suit :

$$\eta = \frac{P_s}{0{,}87.\ U_p\ I_p} = \frac{185}{244} = 76\ \%$$

Ce rendement pourrait paraître faible à certains habitués des transformateurs.

Toutefois, signalons aux non-initiés que pour ce type d'appareil, les rendements oscillent entre 70 % et 80 %.

Il faudrait aussi noter que les essais précédents ont été effectués avec une tension primaire grande (127 V au lieu des 110 V classiques) et pour une puissance débitée assez grande.

Pour une tension primaire plus faible (110 V) et pour une charge plus modérée le rendement dépasse légèrement les 80 % : On a en effet :

Pour $I_s = 1$ A, $V_s \# 125$ V

avec $I_p = 1{,}6$ A $V_p \# 110$ V

Comme le cos φ, mesuré classiquement par le moyen résumé par la figure 212, passe à 0,875, il vient :

- $P_p\ active = U_p\ I_p\ cos\ \varphi = 154$ W
- $P_s = U_s\ I_s = 125$ W

D'où par suite le rendement suivant :

$$\eta = \frac{12{,}5}{154} = 81\ \%$$

le résultat paraît plus allèchant, mais la charge est aussi moins intéressante.

XVIII. 19 - DISTORSION DU SIGNAL

Le seul défaut, inévitable d'ailleurs, d'un montage utilisant des circuits magnétiques saturés se concrétise par une déformation de la sinusoïde. Cet état de chose est évidemment nuisible car il apparaît des harmoniques en ligne.

La figure 213 montre quelques oscillogrammes obtenus pour diverses tensions primaires, la charge étant fixe.

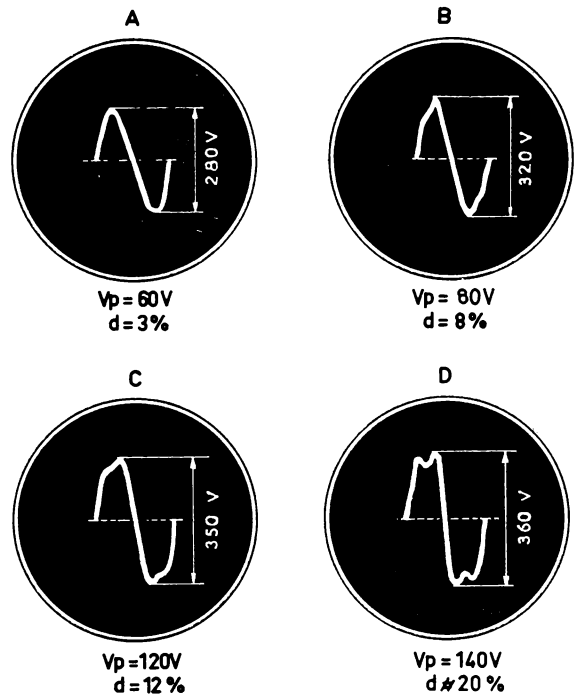


Fig. 213 - Oscillogrammes de la tension secondaire obtenue sur une charge fixe et pour diverses tensions primaires.

On peut voir ainsi qu'à partir de V_p = 80 V, la distorsion atteint déjà 8 % avec, en majorité, des harmoniques impairs. Elle est de 12 % à la tension normale de V_p = 120 V, mais elle dépasse 20 % lorsque V_p atteint 140 V.

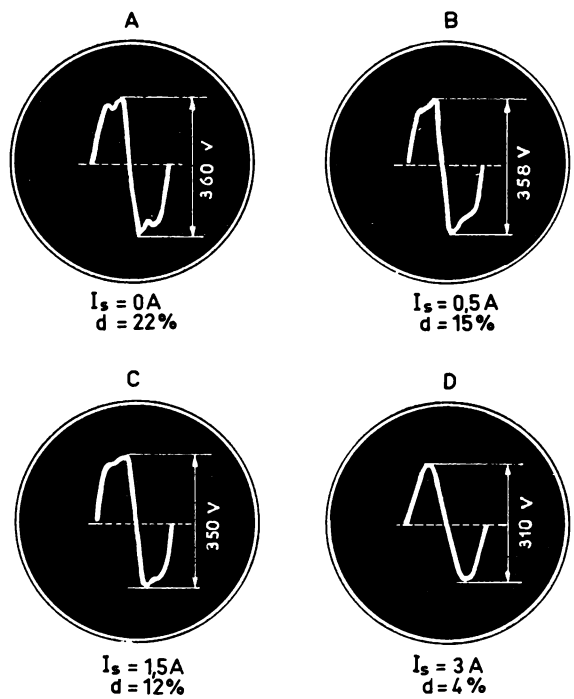


Fig. 214 - Oscillogrammes de la tension secondaire pour une tension primaire fixe et pour plusieurs courants dans la charge .

Cette distorsion est,de beaucoup, fonction de la charge du secondaire, la position du point de fonctionnement du courant d'utilisation est à déterminer sur la courbe de la tension primaire (courbe 2, point O, fig. 210). En d'autres termes, pour une tension primaire donnée, la distorsion du signal est fonction du débit secondaire.

La figure 214 par ses oscillogrammes, approuve, en effet, cet état de chose. Ainsi, pour les très faibles intensités ($O < I_s < 0{,}5$ A), la distorsion est assez importante, voisine de 20 %; mais, pour des débits supérieurs à 2 A, elle est en dessous de 8 %.

XVIII. 20 - CONCLUSION

Nous avons pris délibérément un courant moyen d'utilisation de 1,5 A, ce qui correspond à une puissance demandée de 185 VA, puissance en rapport avec ce que peut demander un petit téléviseur. Toutes les mesures s'accordent pour montrer que les limites supérieures de fonctionnement sont loin d'être atteintes. En particulier, pour la distorsion de la sinusoïde, il appert nettement qu'il est préférable de travailler avec des débits supérieurs à 1,5 A. La régulation en tension est toujours bonne, la seule conséquence défavorable consiste seulement en une élévation de température de travail. Ainsi, pour I_s = 1,5 A, elle ne dépasse pas 40° C, tandis que pour une intensité secondaire maximum de 3 A (puissance > 300 VA), elle est voisine de 50° C.

XVIII. 21 - LE SYSTEME REGUVOLT (licence Sola)

1) La seule marque française habilitée à construire des régulateurs du type *SOLA* s'appelle «Réguvolt».

Le mode de construction est absolument conforme au principe, aussi pour en voir le schéma on se reportera au chapitre correspondant.

Le système *SOLA* permet par un ajustement précis de l'entrefer ou du shunt magnétique l'obtention d'une régulation *parfaite* tant que le cos φ de la charge secondaire reste égal à l'unité et tant que la charge ne varie pas. On peut ainsi obtenir des chiffres d'efficacité de régulation supérieurs à 100. Toutefois, il est assez rare que le facteur de puissance reste rigoureusement égal à 1; de même, la charge n'est pas toujours constante. En particulier, si la charge est un téléviseur on pourra l'admettre sensiblement constante mais par contre le cos φ n'est jamais égal à l'unité mais tombe à des valeurs légèrement inférieures.

2) L'efficacité de régulation sera contrôlé sur le relevé de la figure 215, relevé effectué par des moyens classiques.

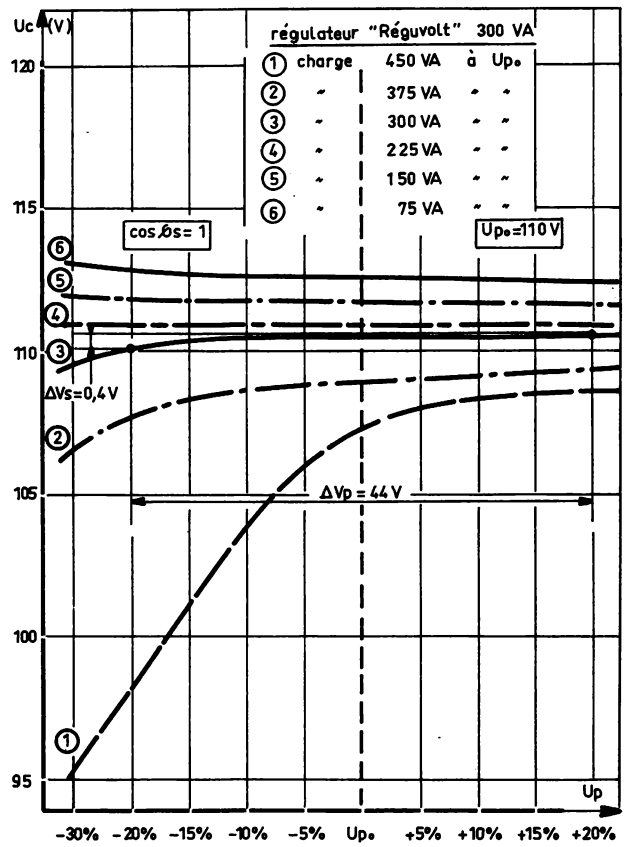


Fig. 215 : Courbe de régulation en tension d'un système SOLA.

La charge varie ici de 1/4 à 3/2 de sa valeur normale de 300 VA et l'on peut remarquer les dégats survenant surtout aussitôt que la charge dépasse la valeur normale.

Pour la charge normale de 300 VA, l'efficacité de régulation s'élève à :

$$E_{ff} = \frac{\Delta V_p}{V_{p\ moy}} \cdot \frac{V_{s\ moy}}{\Delta V_s} \neq \frac{\Delta V_p}{\Delta V_s}$$

car ici $V_{s\ moy} \neq V_{p\ moy}$

On a donc $E_{ff} = \frac{44}{0{,}4} = 110$

Ce chiffre peut paraître fantastique vis à vis de ceux trouvés avec les autres régulateurs mais il faut aussi

signaler que cette efficacité varie énormément avec la charge, ce qui n'est pas le cas avec ceux là .

La figure 216 montre en effet, les variations quasi-infinies de l'efficacité de régulation. Il faut remarquer en effet sur les courbes de la figure 215 que la pente passe d'une valeur positive à une valeur négative : ***Elle passe donc nécessairement par une horizontale*** ce qui correspond évidemment à une efficacité infinie. Ceci explique la discontinuité de la caractéristique de la figure 216.

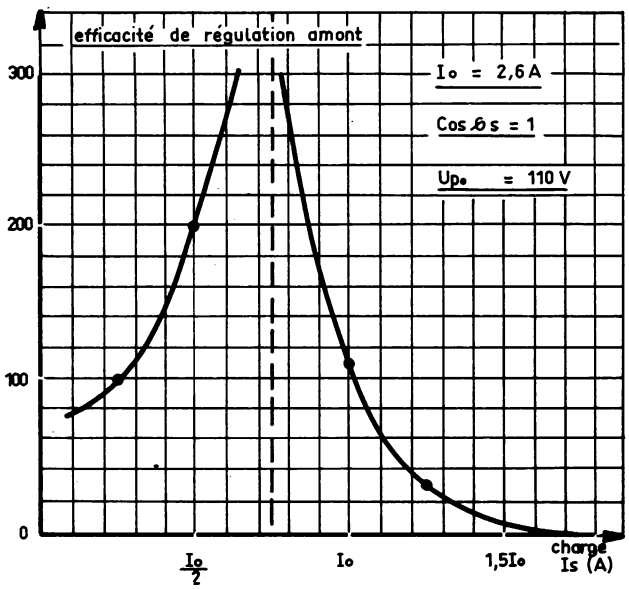


Fig. 216 - Réaction de la charge sur l'efficacité de régulation d'entrée.

Cet aspect n'est pas aussi catastrophique qu'on pourrait le présumer car qui pourrait se plaindre d'avoir une trop bonne régulation d'entrée ! Ainsi, si la charge varie de $I_o / 4$ à I_o cette efficacité est toujours supérieure à 100.

Par contre, la tension de sortie varie assez et c'est le défaut du système : la régulation de sortie (ou aval) est moins bonne. Pour les mêmes limites précédentes la tension passe de 112 V à 110 V (fig. 217).

La encore, tout est relatif : cette appréciation doit être faite par comparaison avec les résultats de la régulation amont (ou d'entrée) car la variation de tension de sortie n'est que de + 20 % seulement.

3) Un défaut plus évident, résulte directement du facteur de puissance de la charge. Si le cos φ de la charge est bien inférieur à l'unité, la courbe de la tension de sortie en fonction de la tension d'alimentation se modifie assez

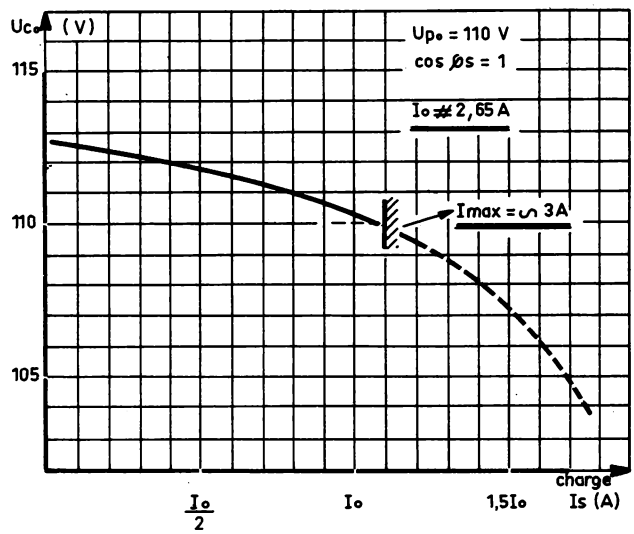


Fig. 217 - Courbe de la tension de sortie en fonction du courant dans la charge.

profondément : fig. 218. En particulier, là encore, la pente des caractéristiques se redresse, passe à l'horizontale puis s'infléchit à mesure que le cos φ_s décroît. L'efficacité passe donc à l'infini pour une valeur de cos φ_s légèrement inférieure à 1 puis décroît très vite. Pour cos φ_s = 0,5, l'efficacité tombe à moins de 30 (régulation amont).

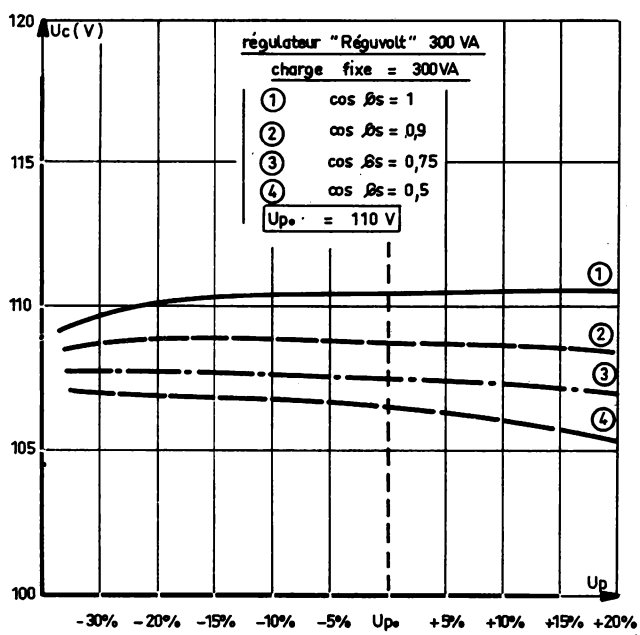


Fig. 218 - Action du facteur de puissance de la charge.

Evidemment, là aussi, ces chiffres restent néanmoins acceptables pour la majorité des cas pratiques.

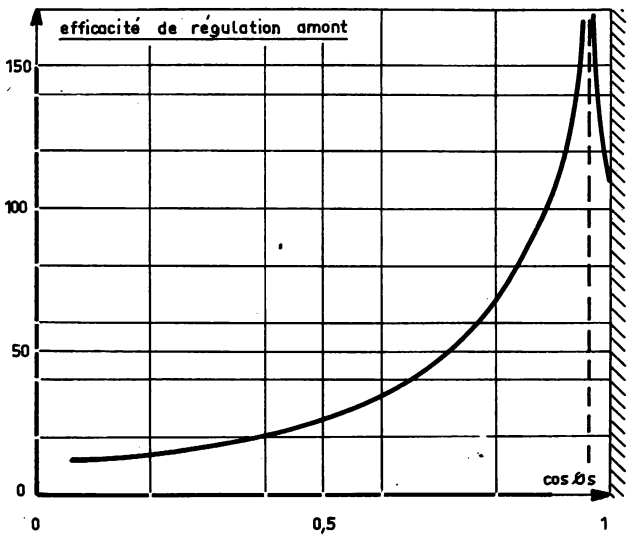


Fig. 219 - Action du cos φ sur l'efficacité de régulation.

L'action du cos φ_s sur la tension de sortie est prépondérante (fig. 220): elle passe en effet de 111 V à 106 V lorsque le cos φ passe de 1 à 0,15 ce qui fait - 7 % environ.

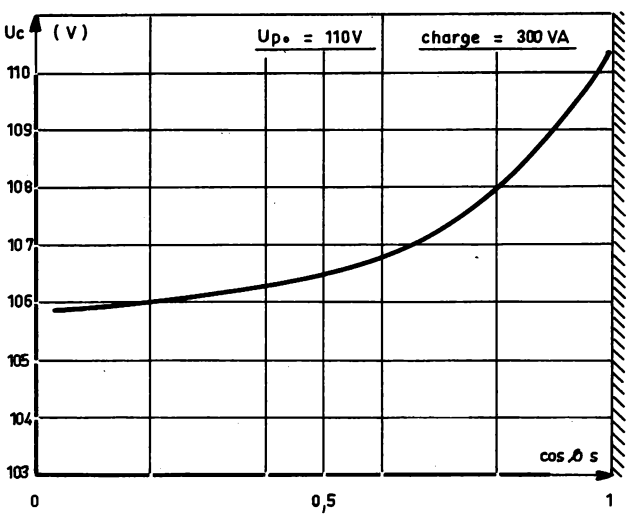


Fig. 220 - Action sur la tension de sortie du cos φ de la charge.

C'est de loin le phénomène le plus gênant .

En règle générale, la charge devra posséder une grandeur et un cos φ fixe. Les engins tournants ou moteurs divers créant des variations périodiques ou occasionnelles de ces deux paramètres seront à proscrire comme charge du régulateur *SOLA*. Moyennant quoi ce système est très viable et, de beaucoup, dépasse en qualité les autres types de régulateurs ferro-magnétiques.

LE REGULATEUR DE TENSION S.L. 200 W DINATRA

Le régulateur S.L. 200 W Dynatra dérive du système Raytheon. Son schéma est indiqué figure 221 mais pour mieux comprendre le fonctionnement on se reportera au schéma de principe de la figure 222.

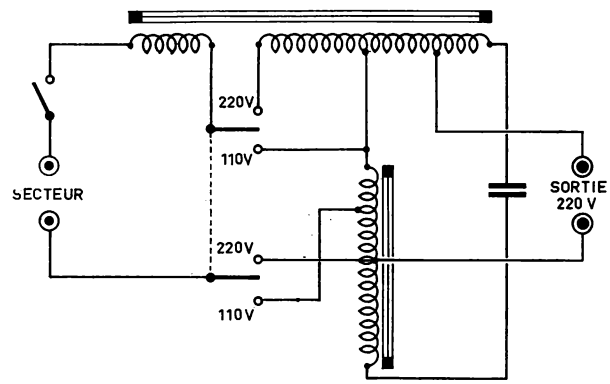


Fig. 221 - Schéma du régulateur ferro-magnétique Dynatra SL200W type 66.

En faisant abstraction du système de compensation, le régulateur se présente sous la forme d'une inductance dite « linéaire », L, travaillant à basse induction et qui ne varie pas en fonction du courant qui la traverse ; d'une bobine à fer saturé, L_B, variant beaucoup avec la tension à ses bornes ; d'une capacité C placée en dérivation sur les bornes de sortie .

En considérant la tension primaire comme variable principale, on peut considérer physiquement ce qui se passe au niveau de chaque composant. Au début de la montée de tension primaire, la bobine L_B n'est pas encore soumise à une induction trop puissante, son inductance reste élevée, et la tension à ses bornes croît assez rapidement. Pendant ce temps, le courant demandé au secteur croit également : c'est ce qu'on peut remarquer sur la figure 223, groupant les résultats

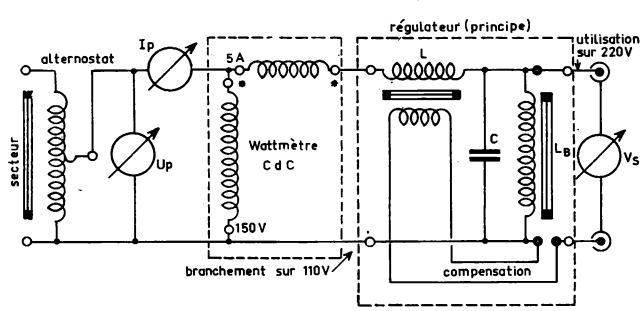


Fig. 222 - Montage utilisé pour les essais à vide. Les appareils de mesure sont des modèles ferro-magnétiques S.I.C. (classe 1,5).

des essais à vide du régulateur obtenus par le montage de la figure 222.

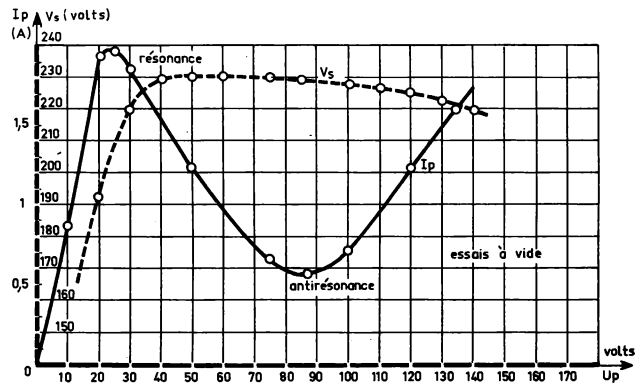


Fig. 223 - La courbe V_s par sa décroissance montre que le régulateur ferro-magnétique est surcompensé. La courbe du courant primaire I_p indique que la résonance (accord série) est bien en dessous de la plage normale de travail (Puissance perdue dans le régulateur à vide).

L_B variant un peu, même pour les faibles tensions de sortie, il arrive que les réactances selfiques conjuguées entre elles s'accordent avec la réactance du condensateur C : il y a résonance et le courant primaire passe par un maximum.

Ensuite, la tension s'élevant encore, la bobine L_B voit ses tôles se saturer et sa réactance décroître. La résonance disparaît car les inductances de L_B et L ramenées en parallèle, ne peuvent plus s'accorder avec le condensateur C. Il arrive même un moment où L_B a suffisamment baissé pour qu'une anti-résonance entre L_B et C devienne possible : I_p passe alors par un minimum (voir figure 223). Or, la tension de sortie résulte directement du produit $Z_B\ I_p$, Z_B étant l'impédance équivalente à L_B et C placés en parallèle. Dans l'expression de cette impédance $1/C\omega$ ne change pas ; mais, par contre $L_R\omega$ décroît lorsque la tension d'entrée augmente. On conçoit aisément qu'il puisse s'établir une sorte de stabilisation de la tension de sortie puisque bien que la tension d'entrée augmente, c'est-à-dire le produit $Z_B\ I_p$ ne peut croître beaucoup. En fait, en l'absence du dispositif de compensation, la tension de sortie V_s croît légèrement en fonction de U_p.

Comme la tension aux bornes de l'inductance série L augmente linéairement avec U_p, on va se servir de cette ddp pour compenser la légère pente qui subsiste dans l'expression de $V_s = f(U_p)$. Pour ce faire, on réapplique en série avec les bornes de sortie une partie de la ddp précédente *mais changée de signe ;* on a recours à un transformateur dont le primaire n'est autre que L.

Suivant l'amplitude de la tension réinjectée, on dit que le régulateur est sous-compensé où, ce qui est toujours conseillé pour avoir une bonne plage de régulation à pleine charge, surcompensé. Les essais pratiqués sur le stabilisateur Dynatra révèlent – voir figure 223 – qu'il est, lui aussi, surcompensé.

XVIII. 22 - PUISSANCE MAGNETISANTE A VIDE

Afin de préjuger du rendement du régulateur, on relève la puissance perdue à vide dans les tôles. Pour cela on opère avec un wattmètre comme il est indiqué sur le banc d'essai de la figure 222.

La courbe affecte, en fonction de U_p, l'allure particulière de la figure 224. Elle montre que la puissance perdue oscille autour de 35 W. C'est assez faible puisque pour une charge secondaire maximum de 200 W. cela conduit à un rendement de :

$$\eta = \frac{200}{200 + 35} \cdot 100 = 85\ \%$$

Nous verrons plus loin que les essais de rendement corroborent cette estimation.

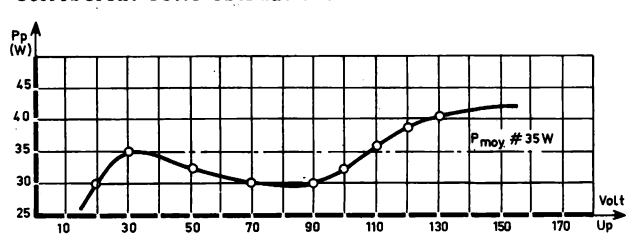


Fig. 224 - Bornes de sortie «en l'air», un wattmètre branché en série avec le secteur indique que la puissance magnétisante perdue s'élève à 35 W environ.

XVIII. 23 - ETUDE DE LA REGULATION AMONT

Dans notre banc d'essais nous avons débuté nos mesures en disposant sur le régulateur une charge ohmique ($\cos \varphi_s = 1$) de grandeur variable (figure 225). Le secteur a été fixé à 110 V eff. environ. Les essais ont été effectués avec des appareils de classe 1 et de type ferromagnétique. Les wattmètres sont de classe 1,5 et de type électrodynamique. Les marques sont

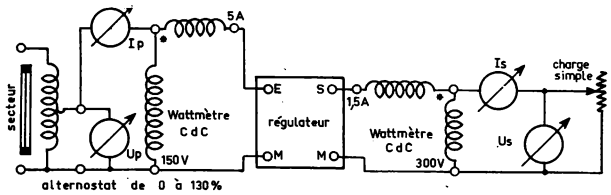


Fig. 225 - Banc d'essai complet équipé d'appareil de mesure du type ferro-magnétique (marque S.I.C. - précision 1 % pleine échelle, consommation négligeable).

S.I.C. ou Compagnie des Compteurs. En faisant varier la tension du « réseau » avec un alternostat, on aboutit aux courbes de la figure 226. L'une correspond à une charge maximum de 200 W* (courbe A), l'autre à un téléviseur à petit écran (43 ou 49 cm) assez économique puisque ne consommant que 150 W (courbe B).

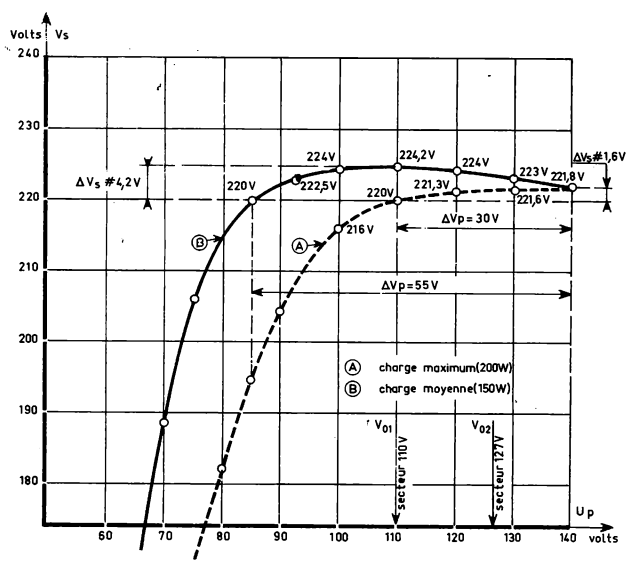


Fig. 226 - Etude de la régulation amont du régulateur Dynatra pour deux charges définies à 110 V.

En général, les téléviseurs du commerce demandent une puissance comprise entre les deux chiffres précédents. Pour P_s = 150 W, la courbe est *excellente* puisque, pour une dérive considérable de 85 à 140 V, le secondaire ne passe que de 220 à 224,2 V, dans les conditions les plus défavorables que l'on puisse rencontrer en pratique.

Pour ± 20 % du réseau 110 V, on obtient environ ± 0,5 % (222 à 224) soit ± 1 V par rapport à 223 V ou encore 0,45 % autour de 220 V ce qui s'avère exceptionnel. En ce qui concerne la charge maximum de 200 W (cos φ_s = 1, rappelons-le...), il faudrait conseiller l'alimentation par un réseau de tension nominale 127 V (triphasé parisien 3 × 127 V - 220 V entre phases). Dans ce cas, ± 20 % de variation « secteur » entraînent ± 1,37 % de variation de tension dans la charge (U_s de 216 à 222 V). Si le secteur n'est que de 110 V la régulation s'avère légèrement moins bonne puisque pour le même standard, on constate ± 4,2 % (U_s de 204 à 222 V). On est là toutefois dans un cas extrême. En fait, pour des téléviseurs courants et dont le cosinus φ est rigoureusement égal à 1, on peut s'attendre à trouver ± 2 % seulement de dérive au secondaire. C'est aussi le cas pour une charge de 180W.

* Pour U_s = 220 V. Cette puissance est contrôlée au wattmètre.

XVIII.24 - ETUDE DU RENDEMENT

Classiquement, le rendement se calcule en effectuant le rapport des indications des wattmètres situés dans le primaire et dans le secondaire du régulateur :

$$\eta = \frac{P_s}{P_p}$$

On aboutit aux courbes de la figure 227, lesquelles révèlent qu'il faut escompter 83 à 87 % de rendement selon la puissance de la charge.

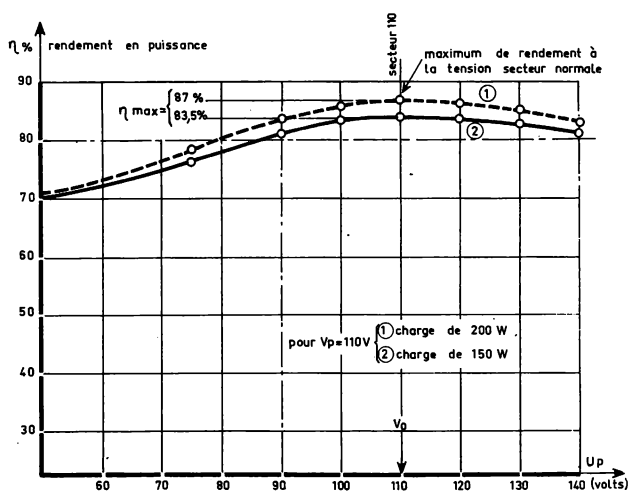


Fig. 227 - Etude du rendement en puissance du régulateur.

On remarquera que le rendement ne varie pratiquement pas avec les charges tant qu'elles sont comprises entre 150 et 200 W, c'est-à-dire dans la gamme des consommations usuelles des téléviseurs. Ceci reste valable entre 90 et 140 volts de tension secteur.

XVIII.25 - CONTROLE DU FACTEUR DE PUISSANCE

L'E.d.F. ne tolère que des installations où le cos φ se rapproche le plus possible de 1. Comme le régulateur est constitué d'un agencement de capacité et d'inductances, il faut vérifier si son cosinus φ n'est pas trop mauvais .

Pour avoir ce facteur de puissance, il suffit d'effectuer le rapport des indications fournies par le wattmètre et par l'ensemble tension-courant primaire :

$$\cos \varphi_p = \frac{P_p}{U_p I_p}$$

En effet, le wattmètre donne l'expression $P_p = U_p \cos \varphi_p$. Là encore, on charge le secondaire avec une charge *ohmique* équivalente à 200 W ou 150 W pour U_s = 200 V. Si la charge était légèrement réactive, cela n'entraînerait pas de graves détériorations du cos φ primaire ; aussi, on se limitera dans ce domaine au cas de la charge pure.

Pour les deux cas de charge définis plus haut, on obtient les courbes de la figure 228. Pour U_p = 110 V, le cos φ n'est que de 0,81 ; c'est un chiffre assez quelconque pour l'E.d.F. ; ces puissances mises en jeu, la perturbation est négligeable pour un réseau alternatif.

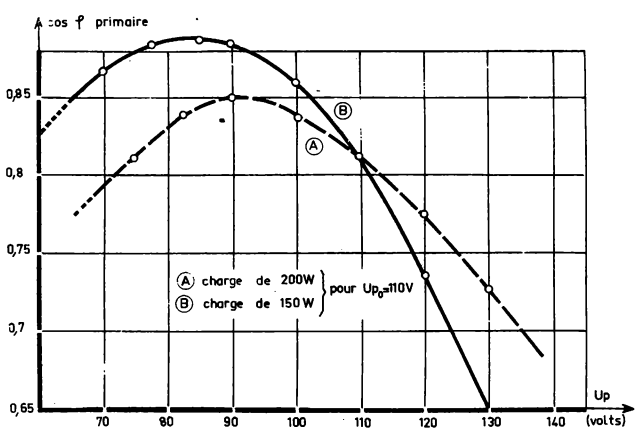


Fig. 228 - Allure du cos φ primaire en fonction de la tension secteur (charges résistantes).

On notera que les cos φ sont maxima lorsque L_B et C sont à l'antirésonance (voir figure 223). Ils s'avèrent aussi d'autant meilleurs que la charge est plus faible, ce qui, là, n'est pas un avantage.

Rappelons, enfin, à l'usager, qu'un mauvais facteur de puissance primaire n'entraîne pas d'inconvénients quant à l'utilisation qu'on peut exiger du stabilisateur de tension. Bien au contraire, l'expérience révèle un phénomène inverse.

XVIII.26 - ETUDE DE LA REGULATION AVAL

Une autre étude consiste à voir les réactions du régulateur devant des charges variables du secondaire. La figure 229 groupe la tension d'utilisation et le rendement.

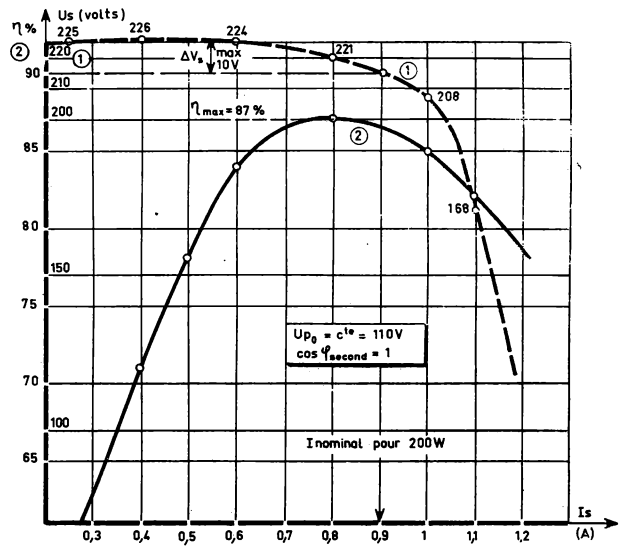


Fig. 229 - Analyse de la régulation aval et du rendement en fonction de la charge.

De ces courbes on peut tirer diverses conclusions comme tout d'abord, que la résistance de sortie du régulateur est négative pour des faibles courants. En effet, la tension de sortie augmente lorsque le courant secondaire va de 0 à 0,5 A (P_s max = 100 W). Ce phénomène résulte du fait que la compensation est sur-corrigée .

Le courant maximum qu'on peut exiger s'élève à 1 A environ (soit plus de 200 W !). Dans ces conditions la tension disponible s'élèverait à 208 V.

Le rendement, quant à lui, passe par un maximum pour 0,8 A (soit 87 % de rendement optimum), ce qui correspond sensiblement à 180 W, puissance exigée par un téléviseur courant.

Enfin, il faut noter que le rendement chute dans les proportions considérables lorsque le débit demandé au

régulateur descend en dessous de 0,6 A. C'est normal puisque la puissance perdue dans le régulateur reste sensiblement constante et égale à 35 W.

XVIII. 27 - CONSOMMATION AU COMPTEUR E.D.F.

Cette consommation est celle que fournit le wattmètre qui est placé dans le circuit primaire. La figure 230 donne cette consommation en fonction de la puissance active (courbe (1) -cas ou cos $\varphi_s = 1$) ou de la puissance apparente (courbe (2) -cas ou cos $\varphi_s = 0,9$) demandée au régulateur. On peut voir notamment que l'on ne peut espérer tirer plus de 180 VA du régulateur

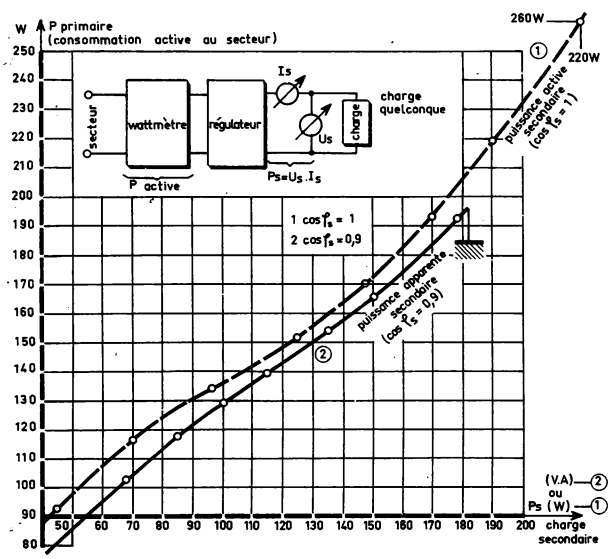


Fig. 230 - Relevé de la consommation affichée sur un compteur à usage domestique.

lorsque le facteur de puissance de la charge secondaire est égal à cos $\varphi = 0,9$. Du côté primaire, il est demandé au secteur 195 W. Bien que ce soit une hérésie que le définir comme tel, le rendement « apparent » est alors égal à :

$$\eta_{app} = \frac{180 \text{ V A}}{195 \text{ W}} = 92,5 \%$$

Autre constatation : la consommation primaire varie peu lorsque le cos φ du téléviseur se détériore ; les courbes sont, en effet, assez proches l'une de l'autre

Enfin, la concavité de la courbe en bas niveaux de la consommation secondaire révèle un accroissement relatif à la consommation du secteur ; cela est normal puisqu'il faut toujours tenir compte de la perte de 35 W d'origine magnétique.

XVIII. 28 - CAS D'UNE CHARGE SECONDAIRE SELFIQUE.

Nous nous plaçons là dans le cas précis d'une charge constituée par un téléviseur muni d'un transformateur d'alimentation : il s'agit bien d'une charge selfique. Nous limiterons volontairement le cos φ secondaire à 0,9, chiffre qui est hélas courant avec les téléviseurs possèdant un transformateur d'alimentation. Il faut en effet exclure tous les téléviseurs du genre « tous courants », lesquels n'apportent pratiquement pas de détérioration au cos φ.

Pour obtenir un cos φ constant quelle que soit la charge, il faut faire le montage assez complexe de la figure 231. On fait appel en effet à un phasemètre C.d.C. donnant directement le cos φ de l'installation.

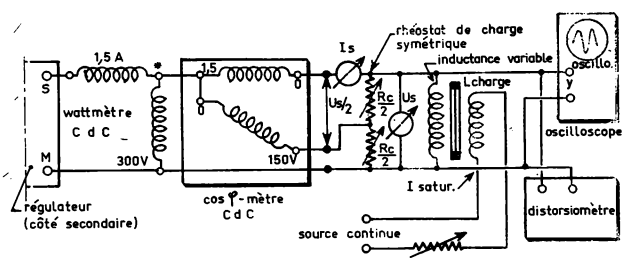


Fig. 231 - Détail du circuit de charge du secondaire.

Comme ce dernier ne supporte dans son enroulement voltmétrique que 150 V, on a imaginé une charge séparée en deux pour n'appliquer à l'appareil que la moitié de la tension totale. En parallèle sur la charge

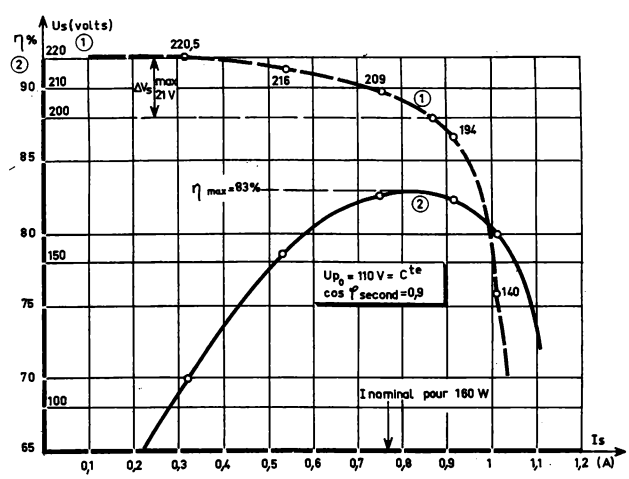


Fig. 232 - Analyse de la régulation aval et du rendement quand le cos $m^s = 0,9$.

on dispose une bobine saturable par un enroulement de commande en continu : plus le courant continu est grand, plus la bobine est saturée et moins bon est le cos φ. En l'absence de bobinage, on doit s'assurer que le pont de résistances qui réduit la tension de moitié n'apporte pas de déphasage parasite ; dans ces conditions, on lit sur le cosφ-mètre C.d.C. un cos φ résiduel de -0,998, ce qui est absolument négligeable. compte tenu dès erreurs de mesure.

En ce qui concerne la régulation amont, on remarque qu'il n'est pas possible de demander une puissance apparente de 200 VA : la limite maximum est de 180 VA, encore faut-il alors passer pudiquement sur l'efficacité de régulation ! (voir figure 233).

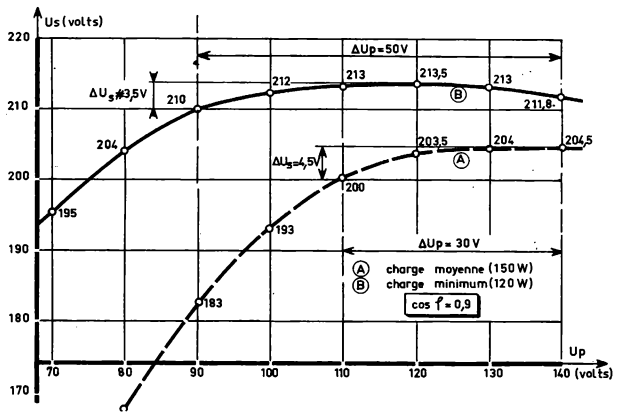


Fig. 233 - Etude de la régulation amont lorsque la charge n'est pas pure et comporte une composante selfique (transformateur).

Nous avons fait nos essais avec 120 et 150 W *au wattmètre*. Il s'agit respectivement d'une charge minimum et d'une charge moyenne. En fait, cela ne correspond guère alors à l'emploi de téléviseurs commerciaux de 49 ou 65 cm ! Pour 120 W, la régulation est bonne.

Pour 150 W et avec un secteur de 127 V (voir secteur triphasé parisien 3 × 127-220 V entre phases), + 20 % de variation entraînent + 3 % au secondaire, ce qui s'avère encore très valable, bien que la tension secondaire tombe alors à 200 V.

En conclusion, ce qu'il faut surtout noter dans ce graphique, c'est que la tension disponible décroît à mesure que se détériore le facteur de puissance.

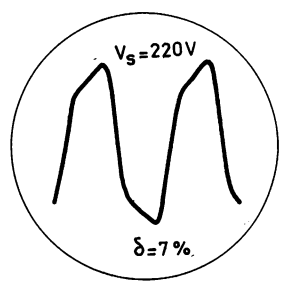
En ce qui concerne la régulation aval, l'étude révèle (figure 232) qu'il est difficile de demander plus de 0,8 A, car, ensuite, la tension d'utilisation tombe de plus de 10 %, ce qui s'avère inexploitable. On remarquera que pour 0,8 A et 205 V eff. (soit une chute de 2 %), le rendement passe par un maximum, soit 83 %.

Ce paragraphe est négatif pour ce régulateur comme d'ailleurs, pour tous les stabilisateurs de tension du type ferromagnétique - mais il faut reconnaître qu'on se place là dans un cas assez difficile pour ce type d'appareil.

XVIII. 29 - DISTORSION DU SIGNAL DELIVRE

En plus de ses propriétés régulatrices, il faut aussi que le régulateur délivre une tension quasi-sinusoïdale. En général, hélas, ces types de stabilisateurs ne donnent que des tensions déformées. Il convient alors d'avoir un taux de distorsion inférieur à 10 % car, au delà, le signal devient inexploitable. En branchant un distortiomètre et un oscilloscope aux bornes de la charge,

- allure de la tension délivrée par le régulateur lorsqu'il fournit 200 W avec Vp = 110 V, Us = 220 V.
- la distorsion se révèle inférieure à 10 %



on peut contrôler aisément la nature de la tension qui est issue du régulateur et son taux de distorsion. La figure 234 nous renseigne à ce propos : nous voyons que pour le cas limite de 200 W, le signal est sensiblement déformé (7 %). Pour une charge égale à celle d'un téléviseur classique (180 W), le taux de distorsion tombe à 4,5 %, ce qui s'avère tout à fait acceptable.

Il faut remarquer également que l'apport d'une réactance en parallèle sur la charge améliore encore le taux de distorsion. Dans ce domaine de la distorsion harmonique comme dans beaucoup d'autres, le régulateur ferromagnétique SL 200 Dynatra se comporte mieux qu'honorablement.

Roger Ch. Houzé

BIBLIOGRAPHIE

1) - Component's Handbook - édité par John F. Blackburn (Mac Graw-Hill).

2) - Revue Electronique Industrielle - N° 1 à 4 - Editions Radio.

3) - Les Techniques de l'Ingénieur
Volumes de : 1 - Electronique
2 - Electrotechnique
3 - Mesures Electriques

4) - Mesures et Essais Electriques, de L.Pastouriaux et Varoquaux - Librairie Delagrave.

5) - Documents technologiques des firmes :
- Acieries et Forges de Firminy et Imphy
- Dynatra
- MCB - Véritable Alter
- Réguvolt
- Stabivolt
- Sola

TABLE DES MATIERES

Généralités	5
Systèmes élémentaires	6
Systèmes améliorés	24
Adjonction d'un tube régulateur d'intensité à « fer-hydrogène »	28
Technologie et réalisation des transformateurs à haute induction	32
Exemple de réalisation d'un transformateur saturé	41
Essais d'un transformateur saturé	44
Normographie des transformateurs saturés	47
Systèmes régulateurs compensés	59
Défaut des systèmes régulateurs compensés	72
Principe des systèmes à ferro-résonance série	80
Applications simples du principe de ferro-résonance	86
Principe des systèmes à ferro-résonance parallèle	89
Améliorations du système à ferro-antirésonance	102
Systèmes industriels à ferro-résonance double	111
Système régulateur ferro-résonance à shunt magnétique	126
Métrologie usuelle des régulateurs ferro-magnétiques	147
Banc d'essais de régulateurs ferro-magnétiques	162

Dépôt légal éditeur n° 13 du deuxième trimestre 1968
Imprimé en France